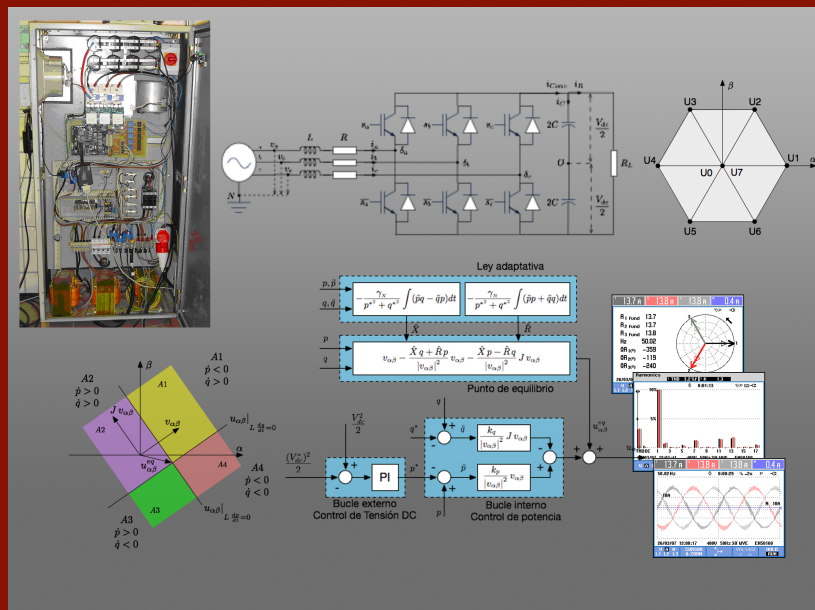


Tesis Doctoral

Nuevas Aportaciones al Control de Inversores Electrónicos Conectados a Red mediante Control Directo de Potencia



Autor: Juan Antonio Sánchez Segura
Director: Sergio Vázquez Pérez

Departamento de Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2017



TESIS DOCTORAL

Nuevas Aportaciones al Control de Inversores Electrónicos
Conectados a Red mediante Control Directo de Potencia

Autor:

Juan Antonio Sánchez Segura

Director:

Sergio Vázquez Pérez

Departamento de Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

2017

Dedicatoria

No se enfaden los que aquí no se encuentren. Me permitirán que esta dedicatoria sea completamente para mi padre, Juan Sánchez Fernández que en paz descanse.

De alguien tuve que sacar la eterna paciencia para poder terminar y escribir esta tesis.

Por y para tí.

Agradecimientos

Gracias Estefanía por soportar las largas horas que he tenido que pasar probando los equipos y escribiendo esta tesis. ¡Cuando nos conocimos hace ya trece años, ya te dije que estaba liado con la tesis! Me va a parecer mentira cuando esto se acabe.

Muchas gracias también a mi madre, Beatriz, que me lo dio todo. No solo me dio la vida, sino la también la suya.

Gracias a mis niños, Gonzalo y Antonio, que con el trabajo que me cuesta ponerme a escribir, siempre habéis sido la excusa perfecta para no hacer nada cuando me he quedado con vosotros por las tardes. Con una sonrisa vuestra, se me quitan todos los males.

Gracias a Sergio, mi director de tesis, por tener conmigo infinita paciencia. Sin tu ayuda esta tesis no la podría haber terminado nunca. Has estado siempre dispuesto a ayudarme, cuando todo iba bien, pero más aún cuando iban mal. Y por supuesto nunca has desistido en todos estos años desde que decidimos poner en marcha esta tesis.

Gracias a todos los que viven en el laboratorio de potencia, de los que siempre he necesitado algo de ayuda. Particularmente, a Juan José Arcos, con el que siempre comparto un rato para tomarme algo y que siempre ha estado dispuesto a ayudarme en el mantenimiento de los convertidores que he usado en el laboratorio de potencia. Contigo, todo mi trabajo ha sido muchísimo más llevadero.

Y por último quiero también acordarme del resto de compañeros del Departamento de Ingeniería Electrónica, con los que llevo trabajando desde que comencé como becario en 1998. De todos ellos siempre he aprendido algo útil.

Resumen

En esta tesis se presentan varios controladores basados en la técnica conocida como DPC (por sus siglas en inglés, Control Directo de Potencia). Esta técnica partió por semejanza de los Controles Directos de Par (en inglés DTC) aplicados al control de motores AC. Todo lo aplicado a los motores con el DTC, tiene su equivalente en DPC adaptado a un convertidor de potencia conectado a red. La única diferencia evidente es que en los primeros se controla par y en los segundos se controla potencia.

En el capítulo 1 se realiza una introducción al control de convertidores conectados a red. Se describe el estado actual del control de convertidores con técnicas de tensión, corriente y potencia.

En el capítulo 2 se detalla el modelo del convertidor trifásico de dos niveles usado en esta tesis.

En los capítulos 3, 4 y 5 de la tesis se presentan tres controladores DPC.

El primero de ellos se detalla en el apartado 3. Se trata de un DPC basado en controladores clásicos PI, que fue el primero desarrollado en los laboratorios en la bancada de pruebas. Se ha realizado todo el desarrollo de las ecuaciones del control y un ajuste del mismo. El principal problema de este controlador es el desconocimiento exacto de los parámetros básicos de la máquina (valores de inductancias, resistencias y condensadores) de los que se tiene un valor aproximado pero en ningún caso exacto (algunos valores son más o menos fáciles de medir, pero sin embargo otros son realmente complicados de obtener mediante medida directa, como por ejemplo la resistencia que incluye tanto el valor resistivo de las inductancias como la de los transistores en conducción).

En el capítulo 4 se mostrará un controlador DPC con parámetros adapta-

tivos, el cual mejora significativamente el comportamiento, ajustándose en mayor medida al controlador diseñado. Lo que se trata es de encontrar una expresión que permita la estimación de los parámetros del sistema (R y L). La estimación de los parámetros se produce de forma continua para adaptarse a los posibles cambios de los parámetros durante el funcionamiento de la máquina. Este controlador ha sido publicado con el desarrollo de las ecuaciones y comparándolo con el controlador PI. Sin embargo, el ajuste se diseñó posteriormente a la publicación y se recoge en esta tesis.

Finalmente, en el capítulo 5 se tiene un controlador DPC basado en controlador repetitivo. El motivo de la inclusión del control repetitivo es debido a que ante situaciones de red desbalanceada y/o distorsionada, muchas de las ecuaciones desarrolladas en los controladores anteriores no tienen validez, y por tanto, en estas condiciones adversas (pero desgraciadamente, muy comunes en la realidad) dichos controladores no funcionan correctamente del todo. Especialmente grave es el caso en el que haya distorsión (armónicos) en la tensión de la red. El controlador repetitivo es ideal para estas situaciones ya que actúa en varios armónicos simultáneamente, y resulta equivalente a tener un controlador DPC resonante para cada armónico. Este controlador también fue publicado con el desarrollo de las ecuaciones.

Como se desprende de lo anterior, tanto en el controlador PI, como en el Adaptativo se han desarrollado las ecuaciones para un ajuste del controlador. Sin embargo, el ajuste del control DPC repetitivo no se detalla ya que aún no ha sido realizado (queda como tema pendiente y se propondrá como trabajo futuro).

En el capítulo 6 se describe el diseño del control la tensión DC del equipo, y es común para todos los controladores de potencia (también para los controladores de corriente). Este controlador casi en la mayoría de la literatura, está implementado con un control PI, el cual proporciona o una potencia de referencia (caso de los DPC) o el módulo de una corriente de referencia (caso de los controladores de corriente).

Como apunte final, destacar que en el capítulo 7 se desarrolla una técnica de sincronismo con la red eléctrica ante situaciones de red distorsionada y desbalanceada. Dicha técnica es de aplicación a todos los controladores DPC estudiados en esta tesis y mejora el comportamiento de los mismos.

Listado de publicaciones

Publicaciones relacionadas con la tesis

1. S. Vazquez, J.I. Leon, J.A. Sanchez, E. Galvan, J.M. Carrasco, L.G. Franquelo, E. Dominguez and G. Escobar, “Optimized Direct Power Control Strategy using Output Regulation Subspaces and Pulse Width Modulation”, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, Paris, 2006, pp. 1896-1901.
2. J.A. Sanchez, S. Vazquez, J.M. Carrasco, E. Galvan, E. Dominguez, M. Reyes and G. Escobar, “Digital Implementation Issues for a Three-Phase Power Converter Development Using a Repetitive Control Scheme”, 2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vigo, 2007, pp. 667-672.
3. S. Vazquez, J. A. Sanchez, J. M. Carrasco, J. I. Leon, and E. Galvan. “A model-based direct power control for three-phase power converters”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55(4):1647–1657, April 2008.
4. S. Vazquez, J. A. Sanchez, J. M. Carrasco, E. Galvan, J. I. Leon, E. Dominguez and O. Martinez. “Direct power control for three-phase power converters under distorted input voltages”. In 2009 IEEE International Conference on Industrial Technology, pages 1–6, Feb 2009.
5. S. Vazquez, J. A. Sanchez, M. R. Reyes, J. I. Leon and J. M. Carrasco. “Adaptive vectorial filter for grid synchronization of power converters under unbalanced and/or distorted grid conditions”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61(3):1355–1367, March 2014.
6. F. Umbría, J. Aracil, F. Gordillo, F. Salas and J.A. Sánchez. “Three-time-scale singular perturbation stability analysis of three-phase power converters”. Asian Journal of Control. 16 - 5, pp. 1361 - 1372. 2014

Otras publicaciones

1. M. A. M. Prats, J. M. Carrasco, E. Galvan, J. A. Sanchez, L. G. Franquelo and C. Batista, "Improving transition between power optimization and power limitation of variable speed, variable pitch wind turbines using fuzzy control techniques," 2000 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IECON 2000. 2000 IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation. 21st Century Technologies, Nagoya, 2000, pp. 1497-1502 vol.3.
2. M. M. Prats, J. M. Carrasco, E. Galvan, J. A. Sanchez and L. G. Franquelo, "A new fuzzy logic controller to improve the captured wind energy in a real 800 kW variable speed-variable pitch wind turbine," 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289), 2002, pp. 101-105 vol.1.
3. M. A. Perales, L. Terron, J. A. Sanchez, A. de la Torre, J. M. Carrasco and L. G. Franquelo, "New controllability criteria for 3-phase 4-wire inverters applied to shunt active power filters," IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02, 2002, pp. 638-643 vol.1.
4. L. Terron, F. Barrero, J.A. Sanchez, A. de la Torre, M. Perales, L.G. Franquelo and M. Barranco, "Incremental SVM of controlled full-bridge rectifiers to allow IEC 61000-3-2 enforcement in power grid connection of modern elevator systems," IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02, 2002, pp. 6-11 vol.1.
5. S. Hurtado, G. Gostales, A. de Lara, N. Moreno, J.M. Carrasco, E. Galvan, J.A. Sanchez and L.G. Franquelo, "A new power stabilization control system based on making use of mechanical inertia of a variable-speed wind-turbine for stand-alone wind-diesel applications," IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02, 2002, pp. 3326-3331 vol.4.
6. J.A. Sanchez, N. Moreno, S. Vazquez, J.M. Carrasco, E. Galvan, C. Batista, S. Hurtado and G. Costales, "A 800 kW wind-diesel test bench based on the MADE AE-52 variable speed wind turbine," Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE, 2003, pp.

1314-1319 Vol.2.

7. R.C. Portillo, M.M. Prats, J.I. Leon, J.A. Sanchez, J.M. Carrasco, E. Galvan and L.G. Franquelo, "Modeling Strategy for Back-to-Back Three-Level Converters Applied to High-Power Wind Turbines," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 5, pp. 1483-1491, Oct. 2006.
8. S. Vazquez, J.I. Leon, J.M. Carrasco, L.G. Franquelo, E. Galvan, J.A. Sanchez and E. Dominguez, "Controller design for a single-phase two-cell multilevel cascade H-bridge converter," 2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Cambridge, 2008, pp. 2342-2347.
9. S. Vazquez, J.I. Leon, J.M. Carrasco, L.G. Franquelo, E. Galvan, M. Reyes, J.A. Sanchez and E. Dominguez, "Analysis of the Power Balance in the Cells of a Multilevel Cascaded H-Bridge Converter," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 7, pp. 2287-2296, July 2010.
10. J.A. Sanchez, J.I. Leon, L.G. Franquelo, J.M. Carrasco, S. Vazquez, R. Portillo and E. Dominguez, "Educational software interface for power electronic applications," IEEE EDUCON 2010 Conference, Madrid, 2010, pp. 1165-1170.
11. J.I. Leon, S. Vazquez, J.A. Sanchez, R. Portillo, L.G. Franquelo, J.M. Carrasco and E. Dominguez, "Conventional Space-Vector Modulation Techniques Versus the Single-Phase Modulator for Multilevel Converters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 7, pp. 2473-2482, July 2010.

Índice general

Dedicatoria	I
Agradecimientos	III
Resumen	V
Índice general	XI
Índice de figuras	XV
Índice de tablas	XIX
Nomenclatura	XX
1 Introducción al control de convertidores conectados a red	1
1.1 Introducción	1
1.2 Revisión de controladores basados en control de tensión	3
1.3 Revisión de controladores basados en control de corriente	4
1.4 Revisión de controladores basados en control de potencia	5
1.5 Referencias	7
2 Modelo del Convertidor Trifásico	11
2.1 Revisión de modelos de convertidores trifásicos de dos niveles	11
2.2 Modelo del Convertidor Trifásico usado	12
2.3 Ecuaciones de la dinámica de las corrientes de red	13
2.4 Ecuaciones de la dinámica de la tensión de condensadores	15
2.5 Ecuaciones del modelo completo en ejes estacionarios $\alpha\beta$	18
2.6 Referencias	23
3 Diseño y Ajuste del Controlador DPC basado en PI	25
3.1 Introducción	25
3.2 Diseño del Controlador DPC basado en PI. Bucle interno	26
3.2.1 Ecuaciones de las dinámicas de la potencia activa y reactiva	27
3.2.2 Ecuaciones de control de la potencia activa	29

3.2.3	Ecuaciones de control de la potencia reactiva	30
3.2.4	Ecuaciones de control simultáneo de las potencias activa y reactiva	32
3.3	Ajuste del Controlador DPC basado en PI	33
3.3.1	Sistema críticamente amortiguado	36
3.3.2	Sistema sobreamortiguado	41
3.4	Estudio de la incertidumbre de los parámetros del sistema	48
3.5	Resultados experimentales	60
3.6	Referencias	67
4	Diseño y Ajuste del Controlador DPC Adaptativo	69
4.1	Introducción	69
4.2	Diseño del control del sistema. Bucle interno	70
4.2.1	Control de la potencia instantánea	72
4.2.2	Ley adaptativa	82
4.3	Ajuste del bucle interno	86
4.3.1	Linealización del sistema de ecuaciones	87
4.3.2	Comparativa entre el sistema linealizado y el sistema real	93
4.3.3	Mejora de la aproximación del modelo de diseño	95
4.3.3.1	Caso 1: Salto desde cero en una de las referencias.	96
4.3.3.2	Caso 2: Salto desde valor distinto de cero en una de las referencias.	102
4.3.3.3	Caso 3: Salto en una referencia mientras la otra es no nula.	105
4.3.3.4	Caso 4: Salto en ambas referencias de potencia.	110
4.4	Resultados experimentales	113
4.5	Referencias	119
5	Diseño del Controlador DPC bajo condiciones de tensiones de red desbalanceadas y/o distorsionadas	121
5.1	Introducción	121
5.2	Diseño del control del sistema. Bucle interno	122
5.2.1	Ecuaciones de las dinámicas de la potencia activa y reactiva	122
5.2.2	Ecuaciones de control de la potencia activa	123
5.2.3	Ecuaciones de control de la potencia reactiva	125
5.2.4	Ecuaciones de control simultáneo de las potencias activa y reactiva	126
5.3	Diseño	127
5.4	Resultados experimentales	135
5.5	Referencias	137

6	Diseño y Ajuste del Control de la tensión del DC-Link	139
6.1	Bucle externo. Control de la tensión del DC-Link	139
6.2	Ajuste del bucle externo	142
6.2.1	Sistema críticamente amortiguado	143
6.2.2	Sistema sobreamortiguado	147
6.3	Resultados experimentales	152
6.4	Referencias	155
7	Sincronización	157
7.1	Introducción	157
7.1.1	Revisión de las técnicas para la descomposición de las tensiones de red en secuencias positiva y negativa	157
7.2	Diseño del Filtro Vectorial Adaptativo	160
7.3	Ajuste del Filtro Vectorial Adaptativo	166
7.4	Bucle Adaptativo de Frecuencia	169
7.5	Ajuste del bucle Adaptativo de Frecuencia	171
7.5.1	FVA con tensiones desbalanceadas	176
7.5.2	FVA con tensiones desbalanceadas y distorsionadas	178
7.6	Resultados Experimentales	182
7.7	Referencias	189
8	Conclusiones	191
8.1	Referencias	195

Índice de figuras

2.1	Esquema del convertidor trifásico de dos niveles usado en esta tesis	12
3.1	Diagrama de bloques del control DPC basado en PI	25
3.2	Diagrama de bloques detallado del control DPC basado en PI	33
3.3	Representación gráfica de las soluciones del parámetro M	37
3.4	Escalón de p^* en el caso críticamente amortiguado	39
3.5	Representación gráfica de la función $f(k)$	44
3.6	Escalón de p^* en el caso subamortiguado	45
3.7	Escalón de p^* para un tiempo de establecimiento de $T = 10\text{ ms}$ y distintos valores de $\frac{\Delta L}{L}$ (y $\frac{\Delta R}{L} = 0$)	56
3.8	Escalón de p^* para un tiempo de establecimiento de $T = 10\text{ ms}$ y distintos valores de $\frac{\Delta R}{L}$ (y $\frac{\Delta L}{L} = 0$)	59
3.9	Prototipo de laboratorio: Convertidor trifásico de dos niveles.	61
3.10	Cargas resistivas de 60 Ohms .	61
3.11	Resultados experimentales del controlador DPC basado en PI	63
3.12	Transitorio en Q de referencia: 10 - 20 - 10 kVAr. $T_s = 0.1\text{ s}$	64
4.1	Diagrama de bloques del control DPC Adaptativo	70
4.2	Estado de los transistores en coordenadas $\alpha\beta$	71
4.3	Lugar geométricos de los puntos en los que las derivadas de las potencias son constantes.	75
4.4	Punto de equilibrio y subespacios de control (ORS)	76
4.5	Estados de los transistores disponibles para cada subespacio	78
4.6	Vector de referencia para el subespacio A1	80
4.7	Diagrama de bloques detallado del control DPC Adaptativo	86
4.8	Resultado de simulación para varios valores de n , y un salto de referencia de potencia activa de 1000 a 1010 W en $t = 0\text{ s}$, siendo cero la referencia de potencia reactiva. $T_1 = 0,1\text{ s}$, $L = 1\text{ mH}$.	92
4.9	Valor de la sobreoscilación SO en tanto por 1 del salto de referencia, en función de n . En gris las zonas no válidas.	92
4.10	Comparativa ante un salto de potencia activa de 10 kW a 11 kW en $t = 1\text{ s}$, siendo cero la referencia de potencia reactiva.	94

4.11	Comparativa ante un salto de potencia activa de 10 kW a 20 kW en $t = 1$ s, siendo cero la referencia de potencia reactiva.	94
4.12	Comparativa ante un salto de potencia activa de 10 a 11 kW en $t = 1$ s, siendo la referencia de potencia reactiva igual a 10 kVAr.	95
4.13	Comparativa ante un salto de potencia activa de 10 a 11 kW y un salto de potencia reactiva de 10 a 20 kVAr en $t = 1$ s.	96
4.14	Resultado de la aproximación lineal y de simulación para un salto de referencia de potencia activa de 0 kW a 10 kW en $t = 1$ s, siendo cero la referencia de potencia reactiva.	97
4.15	Resultado de simulación y aproximación para un salto de referencia de potencia activa de 0 a 10 kW en $t = 1$ s, siendo cero la referencia de potencia reactiva. $T_1 = 0,1$ s, $n = 20$	100
4.16	Resultado de simulación para varios valores de n, y un salto de referencia de potencia activa de 0 a 10 kW en $t = 1$ s, siendo cero la referencia de potencia reactiva. $T_1 = 0,1$ s	101
4.17	Comparativa ante un salto de potencia activa de 10 a 11 kW en $t = 1$ s, siendo nula la referencia de potencia reactiva.	104
4.18	Resultado de simulación para varios valores de n, y un salto de referencia de potencia activa de 10 kW a 10 kW en $t = 1$ s, siendo cero la referencia de potencia reactiva. $T_1 = 0,1$ s	105
4.19	Comparativa ante un salto de potencia activa de 10 a 11 kW en $t = 1$ s, siendo la referencia de potencia reactiva constante e igual a 10 kVAr.	109
4.20	Resultado de simulación para varios valores de n, y un salto de referencia de potencia activa de 10 a 11 kW en $t = 1$ s, siendo la referencia de potencia reactiva constante e igual a 10 kVAr. $T_1 = 0,1$ s	110
4.21	Comparativa ante un salto de potencia activa de 10 a 11 kW, y de reactiva de 10 kVAr a 20 kVAr, en $t = 1$ s.	112
4.22	Resultados experimentales del controlador DPC Adaptativo	114
4.23	Transitorio en Q de referencia: 10 - 20 - 10 kVAr. $T_s = 0.1$ s	116
4.24	Transitorio en Q de referencia: 10 - 20 - 10 kVAr. $T_s = 0.1$ s	117
4.25	Transitorio en Q de referencia: 10 - 20 - 10 kVAr. $T_s = 0.1$ s	118
5.1	Diagrama de bloques del control DPC Adaptativo	122
5.2	Diagrama de bloques detallado del control DPC Repetitivo	134
5.3	Resultados experimentales DPC Repetitivo: (a) Potencias, (b) Tensión y corriente fase R, (c) Tensión DC-Link	136
6.1	Respuesta del sistema experimental del Control DC-Link: (a) DCP PI, (b) DPC Adaptativo	153

7.1	Diagrama de bloques de la estructura del FVA en notación escalar	165
7.2	Diagrama de bloques de la estructura del FVA en notación vectorial	165
7.3	Diagrama de Bode del FVA para 50 Hz y diferentes valores de ganancia	167
7.4	Respuesta del FVA para una señal de entrada de 50 Hz	169
7.5	Respuesta del FVA para una señal de entrada de 250 Hz	169
7.6	Diagrama de bloques del bucle de adaptación de frecuencia	173
7.7	Diagrama de bloques del bucle de adaptación de frecuencia	174
7.8	Respuesta dinámica del bucle de adaptación de frecuencia ante un salto entre 50 Hz y 55 Hz, para distintos valores de T_w	174
7.9	Respuesta dinámica del bucle de adaptación de frecuencia ante un salto entre 50 Hz y 45 Hz, para distintos valores de T_w	175
7.10	Respuesta dinámica del bucle de adaptación de frecuencia ante un salto entre 50Hz y 45Hz, además un salto en fase y magnitud, para distintos valores de T_w	175
7.11	Respuesta dinámica del filtro FVA ante un salto entre 50Hz y 45Hz, además un salto en fase y magnitud, para distintos valores de T_w	175
7.12	Respuesta del FVA ante tensiones desbalanceadas. (a) Frecuencia estimada. (b) Tensiones de salida de secuencia directa	176
7.13	Sistema de sincronización propuesto para tensiones desbalanceadas	177
7.14	Respuesta del FVA propuesto para tensiones desbalanceadas. (a) Frecuencia estimada. (b) Tensiones de salida de secuencia directa. (c) Tensiones de salida de secuencia inversa	179
7.15	Sistema de sincronización propuesto para tensiones desbalanceadas y distorsionadas	180
7.16	Tensiones desbalanceadas y distorsionadas usadas para probar el sistema de sincronización	181
7.17	Respuesta del sistema simulado: (a) frecuencia estimada, (b) Tensiones de salida 1 ^{er} armónico secuencia positiva, (c) Tensiones de salida 1 ^{er} armónico secuencia negativa, (d) Tensiones de salida 5 ^o armónico secuencia negativa, (e) Tensiones de salida 7 ^o armónico secuencia positiva, (f) Tensiones de salida 11 ^o armónico secuencia negativa	181
7.18	Esquema del convertidor trifásico cascada usado para los resultados experimentales del filtro de sincronización	182
7.19	Fotografías del convertidor trifásico cascada usado para los resultados experimentales del filtro de sincronización. (a) Convertidor de Potencia Cascada. (b) Tarjetas de Control, Adquisición y Disparo.	184

7.20	Tensiones desbalanceadas y distorsionadas usadas para probar el sistema de sincronización	185
7.21	Transitorio de la frecuencia estimada experimental	186
7.22	Respuesta del sistema experimental: (a) Tensiones de entrada, (b) Tensiones de salida 1 ^{er} armónico secuencia positiva, (c) Tensiones de salida 1 ^{er} armónico secuencia negativa, (d) Tensiones de salida 5 ^o armónico secuencia negativa, (e) Tensiones de salida 7 ^o armónico secuencia positiva, (f) Tensiones de salida 11 ^o armónico secuencia negativa	187

Índice de tablas

2.1	Parámetros y variables del convertidor	13
3.1	Parámetros y variables del convertidor	61
4.1	Valores de los diferentes estados de los transistores	71
4.2	Selección del subespacio en función de los errores de potencia	78
4.3	Vector de referencia en función de los errores de potencia	79
4.4	Valores de las constantes para simulación	93
7.1	Parámetros de las tensiones desbalanceadas y distorsionadas	178
7.2	Parámetros y variables del convertidor	183
7.3	Tiempo de respuesta y THD	186

Nomenclatura

$\alpha\beta$	Sistema de coordenadas de ejes estacionarios
$\delta_{\alpha\beta}$	Vector de señales de control en ejes $\alpha\beta$
δ_{abc}	Vector de señales de control (rango $[-1, 1]$)
$\hat{\phi}$	Vector de estimaciones de la expresión de la potencia activa
$\hat{\varphi}$	Vector de estimaciones de la expresión de la potencia reactiva
\hat{L}	Estimación de la inductancia de conexión a red
\hat{R}	Estimación de la resistencia de pérdidas en las inductancias
\hat{X}	Estimación de la impedancia de conexión a red (igual a $\hat{L}\omega$)
ω	Frecuencia de la red (expresada en rad/s)
ϕ	Vector de valores indeterminados de la expresión de la potencia activa
\tilde{p}	Error de potencia activa
\tilde{q}	Error de potencia reactiva
φ	Vector de valores indeterminados de la expresión de la potencia reactiva
C	Capacidad total del bus de continua
$i_{\alpha\beta\gamma}$	Corrientes de red (en ejes $\alpha\beta\gamma$)
$i_{\alpha\beta}$	Corrientes de red (en ejes $\alpha\beta$)
i_{abc}	Corrientes de red (en ejes abc)
L	Inductancia de conexión a red
L_d	Valor de diseño de la inductancia de conexión a red
N	Neutro de la red eléctrica
O	Punto medio del bus de continua
p	Potencia activa instantánea
p^*	Referencia de potencia activa

q	Potencia reactiva instantánea
q^*	Referencia de potencia reactiva
R	Resistencia de pérdidas en las inductancias
R_L	Carga resistiva DC
R_d	Valor de diseño de la resistencia de pérdidas de las inductancias
sp	Producto escalar entre vectores de salida y entrada del AVF
T	Matriz de transformación de Clarke
$u_{\alpha\beta}$	Tensión media en un ciclo de PWM proporcionada por la acción de control
$u_{\alpha\beta}^{eq}$	Acción de control de equilibrio (régimen permanente)
$v_{\alpha\beta\gamma}$	Tensiones de red (en ejes $\alpha\beta\gamma$)
$v_{\alpha\beta}$	Tensiones de red (en ejes $\alpha\beta$)
v_{abc}	Tensiones de red (tensiones fase neutro, en ejes abc)
V_{dc}	Tensión total del bus de continua
V_{ON}	Tensión entre el punto medio del DC-LINK y el neutro de la red eléctrica
vp	Producto vectorial entre vectores de salida y entrada del AVF
X	Impedancia de conexión a red (igual a $L\omega$)
DC-Link	Bus de continua
DPC	Control Directo de Potencia
FLL	Técnica de bucle de seguimiento de frecuencia
FVA	Filtro Vectorial Adaptativo
PLL	Técnica de bucle de seguimiento de fase
PWM	Técnica de modulación por anchura de pulso
SFR-PLL	Técnica de bucle de seguimiento de fase en ejes síncronos
SVM	Algoritmo de control basado en técnica PWM
VSI	Inversor de Fuente de Tensión

Capítulo 1

Introducción al control de convertidores conectados a red

1.1. Introducción

En la actualidad los convertidores de potencia basados en modulación por anchura de pulso (PWM, del inglés Pulse Width Modulation) dominan la amplia mayoría de aplicaciones industriales tales como son la integración de fuentes de energía renovables, sistemas de almacenamiento de energía, variadores de velocidad de motores, etc. [1, 2, 3, 4, 5, 6].

En esta tesis se ha usado un convertidor bidireccional AC/DC conectado a red (tiene la capacidad de entregar y recibir potencia de la red) y dispone de un modulador PWM para el control de los transistores de potencia. Normalmente a este tipo de convertidor se les conoce comunmente como “rectificadores síncronos” debido a su aplicación más común que es la de tomar corriente AC de la red eléctrica y convertirla en corriente DC. Técnicamente su denominación más correcta es la de “inversor de fuente de tensión” (VSI, del inglés Voltage-Source Inverter), ya que su aplicación no es sólo la de rectificar (AC/DC) sino que también es capaz de invertir (DC/AC). Es más, se suele usar la misma topología tanto en rectificadores como en inversores cuando éstos se conectan “espalda contra espalda” (del inglés “back to back”) formando un convertidor AC/DC/AC.

Las características deseables de todo VSI son:

- Corrientes controladas para proporcionar ondas casi senoidales de bajo contenido armónico.

- Control del factor de potencia.
- Regulación del bus DC.

Hay muchísimas técnicas para desarrollar una ley de control que abarquen estos tres principales objetivos. Probablemente el número de técnicas aparecidas en la literatura sea del orden del número de distintos autores que han escrito sobre ello, pero todas ellas siempre van buscando la simplicidad (en gran parte porque hasta la aparición de los microcontroladores con gran capacidad de proceso de señales digitales DSP/DSC no existía la posibilidad de realizar algoritmos muy complejos), la eficiencia (cada vez se quiere ser tener menos pérdidas en los convertidores) y la robustez (también relacionado con la seguridad e integridad del equipo).

Actualmente, la concienciación medioambiental es también un factor muy a tener en cuenta, y dado que las energías renovables están en pleno crecimiento, ha sido necesario el desarrollo de ciertas técnicas de control que han sido llevadas a los convertidores de potencia conectados a red. Las técnicas MPPT para la obtención de la máxima potencia de paneles fotovoltaicos [7], o el control de ángulo de incidencia del viento en la palas de un aerogenerador [8], son ejemplos claros de cómo las técnicas de control de convertidores de potencia han ido evolucionando para adaptarse a nuevas aplicaciones. Sin embargo, estas evoluciones y cambios, pueden entenderse como adaptaciones o servicios auxiliares (conocidos en inglés como “ancillary services”), ya que por debajo de ellos, siguen existiendo los mismos tipos de controladores básicos diseñados desde hace décadas basados en control de la tensión, de la corriente, o de la potencia.

Estos controladores básicos se describen a continuación en los apartados 1.2, 1.3 y 1.4. Hay que aclarar que aún cuando la denominación del convertidor como VSI (inversor de fuente de tensión) pueda llevar a pensar que el control del mismo es realizado en tensión, realmente la mayoría de controladores está basado en el control de la corriente.

En el apartado 1.2 se verán controladores basados en tensión, pero realmente carecen de interés para esta tesis (ya que están pensados para otras aplicaciones distintas de las desarrolladas aquí, como por ejemplo serian varias UPS en paralelo, en las que el control realmente se hace en la tensión AC de salida).

En el apartado 1.3 se describen controladores basados en corriente, que

representan la gran mayoría de aplicaciones aparecidas en la literatura. Se basan principalmente en un bucle de control realimentando la corriente del equipo, para finalmente alcanzar unas potencias iguales a unas potencias de referencia.

Y finalmente en el apartado 1.4 se verán los controladores en los que se centra esta tesis. Son muy parecidos a los basados en corriente, sólo que en vez de controlar corriente, controlan la potencia directamente. Evidentemente, necesitan de las mismas medidas de corriente que los controladores de corriente, pero las acciones de control no se basan en dichas medidas de corriente sino en las potencias calculadas con las tensiones y corrientes instantáneas.

1.2. Revisión de controladores basados en control de tensión

Este tipo de controlador basado en tensión, principalmente tiene su aplicación en controladores del tipo denominado “droop”. Deben su nombre a la característica de tensión (voltage droop) de la que disponen los generadores síncronos para poderse acoplar en paralelo. Todo generador síncrono dispone de una característica de tensión (normalmente una caída de tensión en función de la potencia reactiva entregada) y de frecuencia (una caída de frecuencia en función de la potencia activa entregada) de manera que cuando se ponen dos o más en paralelo, se realiza un reparto de la potencia activa y reactiva entre todos los generadores de manera proporcional a su característica.

De manera similar, a un convertidor controlado en tensión (funcionando como inversor DC/AC) se le puede aportar una característica droop a su control de manera que pueda ser puesto en paralelo con otros equipos, repartiéndose la carga de manera proporcional a su potencia nominal [9]. Todos estos controladores suponen que el equipo va a generar una tensión AC de salida, sin embargo, en esta tesis sólo nos centramos en convertidores conectados a red. Es por ello que este tipo de controladores no serán más profundizados.

Sin embargo, existen otras soluciones adoptadas para convertidores conectados a red, como la presentada en [10]. Si bien es cierto que propone un novedoso sistema de control sin necesidad de sensores de corriente (el control es completamente en tensión), su principal desventaja es que presenta una respuesta dinámica muy lenta, ya que para el control se usa la tensión DC: se va cambian-

do el índice de modulación en función del error de tensión DC, generando unas tensiones de referencia basadas en ese índice de modulación.

Por todo lo expuesto, y dado que no es punto de interés de esta tesis, se pasará a continuación a revisar otros controladores con los que si se compite con los diseñados en esta tesis, que son los basados en control de corriente.

1.3. Revisión de controladores basados en control de corriente

En la literatura existente se han aportado multitud de controladores de corriente. Aquí se revisarán algunas de las técnicas más conocidas, y nos centraremos en las que usan técnicas PWM dado que son las que presentan mejores prestaciones (si se comparan con las anteriores técnicas de frecuencia no fija, como por ejemplo, las técnicas de control por histéresis de corriente por citar alguna).

Una de las técnicas más clásicas se basan en controladores lineales del tipo PI [11]. Estos controladores tienen la ventaja de que son relativamente sencillos de ajustar, pero no son muy adecuados para el seguimiento de una referencia senoidal (tienen error de seguimiento). Una alternativa para resolver esta desventaja es la de usar un controlador PID, pero al ser la corriente conmutada normalmente la medida tiene mucho contenido de alta frecuencia y por lo tanto la parte derivativa no es demasiado efectiva). Una estrategia que verdaderamente mejora el seguimiento es la de realizar un PI pero en ejes síncronos [12], sin embargo, por la matriz de giro el controlador resultante ya no es lineal. Relacionado con éste último controlador, también es muy usado el controlador PR [13], en el cual se sustituye la parte integral del PI por un control resonante. Dicho control resonante presenta una ganancia infinita en la frecuencia de resonancia, la cual está ajustada de manera que coincide con el primer armónico de la tensión de red. Con este control resonante se consigue un seguimiento adecuado de la referencia de corriente.

Otro tipo de controlador resonante es el denominado repetitivo [14], el cual resulta de la aplicación de una serie de controladores resonantes (cada uno a una frecuencia distinta, normalmente coincidiendo con los armónicos de orden superior).

Aplicando un controlador “deadbeat” basado en modelo como se puede ver en la referencia [15], el cual se basa en una predicción de la corriente, se consiguen unos buenos resultados. Sin embargo, este sistema depende en gran medida de la incertidumbre en los parámetros del sistema (habitualmente se tiene una idea más o menos acertada de los valores de inductancias, resistencias y condensadores pero nunca serán exactas). De forma general, estos sistemas están basados en la linealización de pequeña señal alrededor de un punto de operación, y es precisamente esto lo que no garantiza el buen funcionamiento ante perturbaciones grandes, o en todo el rango de funcionamiento del convertidor.

Hay también muchas referencias relativas a otros controladores no lineales, como el control adaptativo no lineal de la referencia [16], el control basado en pasividad de [17], el control predictivo basado en modelo de [18], y el control sliding-mode (SMC) de las referencias [19, 20, 21, 22].

1.4. Revisión de controladores basados en control de potencia

La estrategia de control DPC fue introducida en la referencia [23] y el control se llevaba a cabo sólo con los valores de la potencia instantánea activa y reactiva, sin ningún bucle de control interno para el control de las corrientes. La idea básica del control DPC fue la de escoger el mejor estado de los interruptores de potencia de entre los 8 posibles para así mantener constante la tensión del DC-Link, y conseguir un factor de potencia igual a la unidad. La selección del vector de conmutación se hacía por medio de una tabla (LUT, del inglés Look up Table) en la cual, las variables de entrada son el vector de la tensión de red y los errores de la potencia activa y reactiva instantáneas.

La principal desventaja de este sistema es la gran ganancia resultante del controlador (se trata realmente de un controlador bang-bang) y como consecuencia, se necesitan valores de inductancia muy grandes para limitar el rizado de corriente (por ejemplo, es usual una inductancia del orden de 10 mH para un equipo de 10 kW). Todo redundará en incremento del coste, tamaño y peso del equipo.

Para disminuir estos valores de inductancias, en las referencias [24, 25] se propone hacer uso de filtros LCL a la salida del convertidor. Esta solución

tiene un problema, y es que se debe tener mucha precaución con la frecuencia de resonancia del sistema, ya que con la ganancia tan alta de este tipo de controlador, es muy fácil excitar dichas frecuencias. Todos estos controladores DPC propuestos en [23, 24, 25] no tienen una frecuencia constante de conmutación, ya que en cada periodo de muestreo se elige el mejor vector y en dos muestreos consecutivos es posible, y más que probable, que el mejor vector sea el mismo que en el ciclo anterior (se cambiaría de vector una vez cada 60° de giro de la red).

Por contra, en las referencias [26, 27, 28, 29] se definen unos vectores de referencia que se aplican mediante una técnica de modulación de frecuencia constante, como por ejemplo PWM o SVM (del inglés Space Vector Modulation). En esta tesis se ha trabajado con este tipo de modulación de frecuencia constante (concretamente PWM). Aun cuando estos controladores funcionan correctamente, presentan un par de desventajas que merece la pena destacar. La primera de ellas es que las constantes de control no son fácilmente ajustables y se requiere de un procedimiento de ajuste basado en el ensayo y error. La segunda desventaja es que principalmente están basados en controladores clásicos proporcional P, o proporcional más integral PI. Esto limita la respuesta dinámica del algoritmo DPC, y presentan un comportamiento bastante pobre si se comparan con los controladores de corriente más avanzados.

Como alternativa, han ido apareciendo distintas variaciones del control DPC muy relacionadas con las técnicas de control de corriente vistas en el apartado anterior 1.3. Entre tales técnicas se encuentran los controladores predictivos basado en modelo (del inglés MPC) en los que se resuelve un problema de control óptimo sobre un horizonte finito de predicción [30, 31]. Otros controles de aplicación también aquí, al igual que en los controladores de corriente, serían los resonantes del tipo PR o los repetitivos.

Concretamente, en esta tesis se presenta la evolución de varios controladores DPC.

1.5. Referencias

- [1] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galvan, R. C. PortilloGuisado, M. A. M. Prats, J. I. Leon, and N. Moreno-Alfonso. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(4):1002–1016, June 2006.
- [2] E. Romero-Cadaval, G. Spagnuolo, L. G. Franquelo, C. A. Ramos-Paja, T. Suntio, and W. M. Xiao. Grid-connected photovoltaic generation plants: Components and operation. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 7(3):6–20, Sept 2013.
- [3] S. Kouro, J. I. Leon, D. Vinnikov, and L. G. Franquelo. Grid-connected photovoltaic systems: An overview of recent research and emerging pv converter technology. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 9(1):47–61, March 2015.
- [4] S. Vazquez, S. M. Lukic, E. Galvan, L. G. Franquelo, and J. M. Carrasco. Energy storage systems for transport and grid applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(12):3881–3895, Dec 2010.
- [5] M. P. Kazmierkowski, L. G. Franquelo, J. Rodriguez, M. A. Perez, and J. I. Leon. High-performance motor drives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 5(3):6–26, Sept 2011.
- [6] J. I. Leon, S. Kouro, L. G. Franquelo, J. Rodriguez, and B. Wu. The essential role and the continuous evolution of modulation techniques for voltage-source inverters in the past, present, and future power electronics. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(5):2688–2701, May 2016.
- [7] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(4):963–973, July 2005.
- [8] J. A. Sanchez, N. Moreno, S. Vazquez, J. M. Carrasco, E. Galvan, C. Batista, S. Hurtado, and G. Costales. A 800 kw wind-diesel test bench based on the made ae-52 variable speed wind turbine. In *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, volume 2, pages 1314–1319 Vol.2, Nov 2003.

- [9] J. C. Vasquez, R. A. Mastromauro, J. M. Guerrero, and M. Liserre. Voltage support provided by a droop-controlled multifunctional inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(11):4510–4519, Nov 2009.
- [10] C. T. Pan and T. C. Chen. Modelling and analysis of a three phase pwm ac-dc convertor without current sensor. *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, 140(3):201–208, May 1993.
- [11] A. Arzani, P. Arunagirinathan, and G. K. Venayagamoorthy. Development of optimal pi controllers for a grid-tied photovoltaic inverter. In *2015 IEEE Symposium Series on Computational Intelligence*, pages 1272–1279, Dec 2015.
- [12] Ravi Nath Tripathi and A. Singh. Srf theory based grid interconnected solar photovoltaic (spv) system with improved power quality. In *2013 International Conference on Emerging Trends in Communication, Control, Signal Processing and Computing Applications (C2SPCA)*, pages 1–6, Oct 2013.
- [13] G. Shen, X. Zhu, J. Zhang, and D. Xu. A new feedback method for pr current control of lcl-filter-based grid-connected inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(6):2033–2041, June 2010.
- [14] J. A. Sanchez, S. Vazquez, J. M. Carrasco, E. Galvan, E. Dominguez, M. Reyes, and G. Escobar. Digital implementation issues for a three-phase power converter development using a repetitive control scheme. In *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 667–672, June 2007.
- [15] R. Wu, S. B. Dewan, and G. R. Slemon. A pwm ac-to-dc converter with fixed switching frequency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26(5):880–885, Sep 1990.
- [16] F. Jaramillo-Lopez, G. Kenne, and F. Lamnabhi-Lagarigue. Adaptive control for a class of uncertain nonlinear systems: Application to photovoltaic control systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 62(1):393–398, Jan 2017.
- [17] L. Harnefors, A. G. Yepes, A. Vidal, and J. Doval-Gandoy. Passivity-based controller design of grid-connected vses for prevention of electrical resonance instability. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(2):702–710, Feb 2015.

- [18] S. Vazquez, J. I. Leon, L. G. Franquelo, J. Rodriguez, H. A. Young, A. Marquez, and P. Zanchetta. Model predictive control: A review of its applications in power electronics. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 8(1):16–31, March 2014.
- [19] J. F. Silva. Sliding-mode control of boost-type unity-power-factor pwm rectifiers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 46(3):594–603, Jun 1999.
- [20] D. M. Vilathgamuwa, S. R. Wall, and R. D. Jackson. Variable structure control of voltage sourced reversible rectifiers. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 143(1):18–24, Jan 1996.
- [21] S. C. Tan, Y. M. Lai, C. K. Tse, L. Martinez-Salamero, and C. K. Wu. A fast-response sliding-mode controller for boost-type converters with a wide range of operating conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(6):3276–3286, Dec 2007.
- [22] Y. Shtessel, S. Baev, and H. Biglari. Unity power factor control in three-phase ac/dc boost converter using sliding modes. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(11):3874–3882, Nov 2008.
- [23] T. Ohnishi. Three phase pwm converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control. In *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON '91., 1991 International Conference on*, pages 819 –824 vol.1, oct-1 nov 1991.
- [24] L.A. Serpa, S. Ponnaluri, P.M. Barbosa, and J.W. Kolar. A modified direct power control strategy allowing the connection of three-phase inverters to the grid through lcl filters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 43(5):1388 –1400, sept.-oct. 2007.
- [25] M. Malinowski, M.P. Kazmierkowski, and S. Bernet. New simple active damping of resonance in three-phase pwm converter with lcl filter. In *Industrial Technology, 2005. ICIT 2005. IEEE International Conference on*, pages 861 –865, dec. 2005.
- [26] G. Escobar, A.M. Stankovic, J.M. Carrasco, E. Galvan, and R. Ortega. Analysis and design of direct power control (dpc) for a three phase synchronous rectifier via output regulation subspaces. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 18(3):823 – 830, may 2003.

- [27] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi. Direct power control of pwm converter without power-source voltage sensors. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 34(3):473 –479, may/jun 1998.
- [28] M. Malinowski, M.P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, and G.D. Marques. Virtual-flux-based direct power control of three-phase pwm rectifiers. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 37(4):1019 –1027, jul/aug 2001.
- [29] M. Malinowski, M. Jasinski, and M.P. Kazmierkowski. Simple direct power control of three-phase pwm rectifier using space-vector modulation (dpc-svm). *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 51(2):447 – 454, april 2004.
- [30] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez. Predictive control in power electronics and drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(12):4312–4324, Dec 2008.
- [31] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez. Model predictive control a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(6):1826–1838, June 2009.

Capítulo 2

Modelo del Convertidor Trifásico

2.1. Revisión de modelos de convertidores trifásicos de dos niveles

Los modelos matemáticos de los convertidores trifásicos de dos niveles, se han basado habitualmente en los modelos matemáticos de sus componentes. Los elementos pasivos (resistencias, bobinas y condensadores) disponen de ecuaciones sencillas (a lo sumo ecuaciones diferenciales de primer orden) que una vez recogidas como un sistema de ecuaciones, describen el comportamiento global del equipo. Sin embargo, los modelos de los interruptores de potencia introducen discontinuidades en dichos modelos, ya que sus modelos matemáticos suelen consistir en circuito abierto o cerrado. Es muy habitual salvar estas discontinuidades haciendo valores medios de tensiones y corrientes en un ciclo de conmutación.

Para simplificar el análisis, dichos valores medios se suelen asumir como valores continuos en el tiempo, dado que la frecuencia de conmutación normalmente es muy alta si se compara con la dinámica de las corrientes y tensiones de la red eléctrica. Por ejemplo, se podrían comparar los 50 Hz de red (en Europa) frente a 10kHz de frecuencia de conmutación que suele ser un orden de magnitud habitual en convertidores de potencia.

Además se suele recurrir a realizar la hipótesis de tensiones de red balanceadas con el fin de simplificar el cálculo de los controladores. También, muy habitual, es suponer el valor de las resistencias despreciables. Como ejemplo de modelos simplificados se pueden ver la referencias [1] y [2].

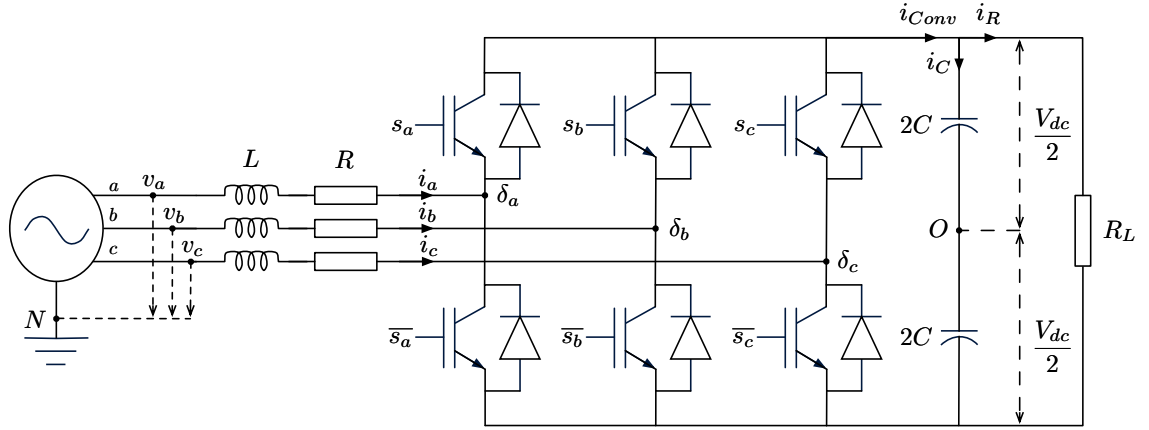


Figura 2.1: Esquema del convertidor trifásico de dos niveles usado en esta tesis

Si se hace un análisis más profundo de las ecuaciones, tal y como se ha hecho en esta tesis, no es necesario ni suponer tensiones de red balanceadas, ni despreciar las resistencias con el fin de encontrar un modelo manejable desde el punto de vista del control.

Finalmente estos modelos basados en las ecuaciones matemáticas de sus componentes básicos, se están usando también para la realización de controles predictivos basados en modelo. Sin embargo, en esta tesis no se ha abordado ningún control predictivo. El modelo que se presenta a continuación se ha usado para el diseño y ajuste de los controladores desarrollados en esta tesis.

2.2. Modelo del Convertidor Trifásico usado

En la figura 2.1 se muestra el esquema del convertidor trifásico de dos niveles usado en esta tesis y que va a ser objeto de estudio en este capítulo. Dicho convertidor se conecta a red mediante tres inductancias independientes (monofásicas) de valor nominal L , y por otro lado, se conecta al bus de continua (o DC-Link) de capacidad C y a una carga resistiva de valor R_L .

El modelo incluye las pérdidas del convertidor modeladas como una resistencia R en serie con cada una de las inductancias de conexión a red. Todos estos parámetros junto con las variables que definen al convertidor de potencia se describen en la tabla 2.1.

Variable	Descripción
$v_{abc} = \{v_a \ v_b \ v_c\}^T$	Vector de tensión de entrada fase-neutro
$i_{abc} = \{i_a \ i_b \ i_c\}^T$	Vector de corriente de entrada
$s_{abc} = \{s_a \ s_b \ s_c\}^T$	Vector de señales de control (rango $[0, 1]$)
$\delta_{abc} = \{\delta_a \ \delta_b \ \delta_c\}^T$	Vector de señales de control (rango $[-1, 1]$)
L	Inductancia de conexión a red
C	Capacidad total del bus de continua
R_L	Carga Resistiva DC
V_{dc}	Tensión del bus de continua
R	Resistencia de pérdidas en las inductancias

Tabla 2.1: Parámetros y variables del convertidor

2.3. Ecuaciones de la dinámica de las corrientes de red

Las ecuaciones que describen la dinámica de las corrientes de las inductancias pueden ser obtenidas con las técnicas realizadas en las referencias [2, 3]. Se trata de expresar mediante ecuaciones las tensiones v_{abc} y corrientes i_{abc} del sistema:

$$v_{abc} = L \frac{di_{abc}}{dt} + R i_{abc} + \frac{V_{dc}}{2} \delta_{abc} + V_{ON} \quad (2.1)$$

donde el vector δ_{abc} representa las señales de control¹ (es decir, el estado de los transistores: '1' transistor superior 'ON', '-1' transistor inferior 'ON'), y donde V_{ON} es la tensión existente entre el punto "O" (punto medio del bus de continua) y el punto "N" (neutro de la red eléctrica). Por otro lado, se supone en este modelo que la tensión total de condensadores V_{dc} es siempre positiva.

En las referencias [2, 3] se hace la suposición de red balanceada y simétrica, asumiendo que $v_a + v_b + v_c = 0$, o dicho de otro modo, se supone que la red tiene tensión homopolar nula $v_o = 0$. Esta suposición no es necesaria como se demuestra más adelante (apartado 2.5) cuando el sistema se expresa en ejes estacionarios $\alpha\beta$, extendiendo la validez del modelo a tensiones de red no balanceadas y/o asimétricas.

¹Al término discreto $\frac{V_{dc}}{2} \delta_{abc}$ se le denomina "acción de control" y para el desarrollo analítico de controladores se suele sustituir por un vector continuo u_{abc} , asumiendo que el valor medio de $\frac{V_{dc}}{2} \delta_{abc}$ durante un ciclo de conmutación es aproximadamente igual a dicho vector de tensión u_{abc} . En este caso es conveniente expresar la acción de control en términos de δ_{abc} , mientras que en otros casos, también por conveniencia, se hará uso de las señales equivalentes s_{abc} .

En el desarrollo de las ecuaciones, se parte de la expresión (2.1), sumando las tres ecuaciones correspondientes a cada coordenada (a, b y c), obteniéndose:

$$v_a + v_b + v_c = L \frac{d(i_a + i_b + i_c)}{dt} + R(i_a + i_b + i_c) + \frac{V_{dc}}{2}(\delta_a + \delta_b + \delta_c) + 3V_{ON} \quad (2.2)$$

Ahora, dado que el sistema dispone de únicamente tres hilos, aplicando la primera ley de Kirchhoff, la suma de las tres corrientes es nula $i_a + i_b + i_c = 0$. Es por ello que la ecuación (2.2) queda en la forma:

$$v_a + v_b + v_c = \frac{V_{dc}}{2}(\delta_a + \delta_b + \delta_c) + 3V_{ON} \quad (2.3)$$

De esta expresión se puede obtener el valor V_{ON} despejando:

$$V_{ON} = \frac{1}{3}(v_a + v_b + v_c) - \frac{1}{3} \frac{V_{dc}}{2}(\delta_a + \delta_b + \delta_c) \quad (2.4)$$

Introduciendo este valor en el modelo del convertidor anterior, ecuación (2.1), dicho modelo queda en la forma:

$$v_{abc} - \frac{1}{3}(v_a + v_b + v_c) = L \frac{di_{abc}}{dt} + Ri_{abc} + \frac{V_{dc}}{2}\delta_{abc} - \frac{1}{3} \frac{V_{dc}}{2}(\delta_a + \delta_b + \delta_c) \quad (2.5)$$

Agrupando términos, y expresando de nuevo el modelo en forma matricial, se obtiene la expresión de la dinámica de las corriente de red:

$$B v_{abc} = L \frac{di_{abc}}{dt} + Ri_{abc} + \frac{V_{dc}}{2} B \delta_{abc} \quad (2.6)$$

siendo B la matriz:

$$B = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

2.4. Ecuaciones de la dinámica de la tensión de condensadores

Las ecuaciones que describen la dinámica de la tensión de condensadores se pueden obtener analizando las corrientes en uno de los nudos de los condensadores de continua (ver figura 2.1):

$$i_C = i_{Conv} - i_R \quad (2.8)$$

El término i_C se puede expresar en función de la derivada de tensión V_{dc} en la forma que sigue:

$$i_C = C \frac{d}{dt} V_{dc} \quad (2.9)$$

y la corriente i_R , aplicando la Ley de Ohm:

$$i_R = \frac{V_{dc}}{R_L} \quad (2.10)$$

Para desarrollar la expresión de la corriente i_{Conv} conviene expresar los estados de los interruptor con una nueva variable denominada s_x que define el estado del interruptor x :

$$s_x = \begin{cases} 1 & \text{cerrado} \\ 0 & \text{abierto} \end{cases} \quad (2.11)$$

con $x = \{a, b, c\}$. Se puede observar en el figura 2.1 que los interruptores superiores son nombrados como s_a , s_b y s_c , mientras que los interruptores inferiores son los negados $\overline{s_a}$, $\overline{s_b}$ y $\overline{s_c}$.

De esta forma, es fácil expresar la corriente i_{Conv} en función de estas nuevas variables, de la siguiente forma:

$$i_{Conv} = s_a i_a + s_b i_b + s_c i_c \quad (2.12)$$

que en forma matricial se puede expresar como:

$$i_{Conv} = s_{abc}^T i_{abc} \quad (2.13)$$

Aunque esta notación de las señales de conmutación s_{abc} (cuyos valores son 1/0, cerrado/abierto) es correcta, con idea de unificar la notación, nos conviene expresar esta última ecuación en función de las señales δ_{abc} definidas anteriormente (cuyos valores son +1/-1, cerrado el transistor de arriba/cerrado el transistor de abajo). Para ello, se expresarán las variables s_{abc} en función de δ_{abc} :

$$s_x = \frac{\delta_x}{2} + \frac{1}{2} \quad (2.14)$$

Aplicando esto último a la ecuación (2.12):

$$i_{Conv} = \left(\frac{\delta_a}{2} + \frac{1}{2}\right) i_a + \left(\frac{\delta_b}{2} + \frac{1}{2}\right) i_b + \left(\frac{\delta_c}{2} + \frac{1}{2}\right) i_c \quad (2.15)$$

Desarrollando y agrupando:

$$i_{Conv} = \frac{1}{2}(\delta_a i_a + \delta_b i_b + \delta_c i_c) + \frac{1}{2}(i_a + i_b + i_c) \quad (2.16)$$

Como la suma de las corrientes es cero $i_a + i_b + i_c = 0$, y expresando en forma matricial, se obtiene finalmente:

$$i_{Conv} = \frac{1}{2} \delta_{abc}^T i_{abc} \quad (2.17)$$

Tomando cada una de las expresiones de las corrientes (2.9), (2.10) y (2.17), se obtiene:

$$C \frac{d}{dt} V_{dc} = \frac{1}{2} \delta_{abc}^T i_{abc} - \frac{V_{dc}}{R_L} \quad (2.18)$$

En esta última expresión como se puede observar, aparece el término $\frac{1}{2} \delta_{abc}$, pero conviene que aparezca en su lugar $\frac{V_{dc}}{2} \delta_{abc}$, que representa la “acción de control” y se suele modelar como una fuente de tensión u_{abc} para el análisis y diseño del controlador. Para que aparezca dicho término, basta con multiplicar la última expresión por V_{dc} . Agrupando términos se obtiene la ecuación del modelo de la dinámica de la tensión de condensadores V_{dc} :

$$C \frac{d}{dt} \frac{V_{dc}^2}{2} = \frac{V_{dc}}{2} \delta_{abc}^T i_{abc} - \frac{V_{dc}^2}{R_L} \quad (2.19)$$

que, usando la expresión de u_{abc} , sería equivalente a:

$$C \frac{d}{dt} \frac{V_{dc}^2}{2} = u_{abc} i_{abc} - \frac{V_{dc}^2}{R_L} \quad (2.20)$$

Se puede apreciar en esta última ecuación que sus términos se expresan en unidades de potencia, por lo tanto esta ecuación se puede interpretar como la potencia absorbida por el convertidor, que pasa de ser una potencia activa instantánea $u_{abc} i_{abc}$, a una potencia continua necesaria para cargar los condensadores $C \frac{d}{dt} \frac{V_{dc}^2}{2}$ y para alimentar la carga $\frac{V_{dc}^2}{R_L}$:

$$\begin{aligned} u_{abc} i_{abc} &= C \frac{d}{dt} \frac{V_{dc}^2}{2} + \frac{V_{dc}^2}{R_L} \\ \text{potencia activa} &= \text{potencia en condensadores} + \text{potencia en carga} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Hay que hacer notar que el término de potencia $u_{abc} i_{abc}$, no es igual a la potencia cedida por la red, la cual sería $v_{abc} i_{abc}$. La diferencia es debida a las bobinas de conexión a red.

2.5. Ecuaciones del modelo completo en ejes estacionarios $\alpha\beta$

Como se ha visto en los apartados 2.3 y 2.4, el sistema viene determinado por las ecuaciones (2.6) y (2.19):

$$B v_{abc} = L \frac{d i_{abc}}{dt} + R i_{abc} + \frac{V_{dc}}{2} B \delta_{abc} \quad (2.6)$$

$$C \frac{d}{dt} \frac{V_{dc}^2}{2} = \frac{V_{dc}}{2} \delta_{abc}^T i_{abc} - \frac{V_{dc}^2}{R_L} \quad (2.19)$$

Además, como la conexión a red del sistema descrito es de tan sólo 3 hilos, se cuenta con una ecuación adicional que implica que las tres corrientes no son independientes:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.22)$$

Dado que este conjunto de ecuaciones conforman un sistema de 5 ecuaciones y 4 incógnitas (3 corrientes i_a , i_b e i_c , y una tensión V_{dc}), es evidente que se trata de un sistema de ecuaciones sobredeterminado.

Es habitual realizar una transformación (un cambio de ejes) a estas ecuaciones en forma matricial, con el fin de convertir las ecuaciones a un sistema determinado. Dicha transformación es conocida como transformada de Clarke [4], la cual transforma los ejes abc , en unos nuevos ejes estacionarios denominados $\alpha\beta\gamma$, y tiene por expresión:

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Cualquier vector en coordenadas abc (tensión v_{abc} , corriente i_{abc} y control δ_{abc}), pueden expresarse en los ejes de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ y viceversa, mediante las

expresiones:

$$\begin{aligned} X_{\alpha\beta\gamma} &= T X_{abc} \\ X_{abc} &= T^T X_{\alpha\beta\gamma} \end{aligned} \quad (2.24)$$

donde T , es la matriz definida en la ecuación (2.23). Como principales características de esta transformada cabe destacar que tiene inversa (se dice que es invertible: $\det(T) \neq 0$), y que dicha inversa coincide con la traspuesta (se dice que es ortogonal: $T T^T = I$).

Si se aplica esta transformada de Clarke a la ecuación (2.6), multiplicando por la izquierda por T , se obtiene:

$$T B v_{abc} = L \frac{d(T i_{abc})}{dt} + R T i_{abc} + \frac{V_{dc}}{2} T B \delta_{abc} \quad (2.25)$$

Nótese que al tratarse T de una matriz de coeficientes constantes, ésta puede ser introducida dentro del término de la derivada de las corrientes i_{abc} .

Calculando el producto de las matrices T y B , se llega a:

$$T B = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

El modelo transformado del sistema que se obtiene sería:

$$v_{\alpha\beta 0} = L \frac{di_{\alpha\beta\gamma}}{dt} + R i_{\alpha\beta\gamma} + \frac{V_{dc}}{2} \delta_{\alpha\beta 0} \quad (2.27)$$

donde se ha hecho notar con '0' la componente γ de los vectores v y δ para remarcar que esos términos son nulos. La ecuación correspondiente a esta componente γ es:

$$0 = L \frac{di_{\gamma}}{dt} + R i_{\gamma} + 0 \quad (2.28)$$

Sin embargo, como la suma de las tres corrientes es cero $i_a + i_b + i_c = 0$, al aplicar la transformación T , la corriente en la coordenada γ es cero ($i_\gamma = 0$), por lo que esta ecuación (2.28) es trivial ($0 = 0$), y como resultado se puede eliminar dicha ecuación.

Habitualmente, como esto ya es conocido, no se aplica la transformada de Clarke T , sino una versión más reducida que transforma de ejes abc a ejes $\alpha\beta$, dando por sentado que la componente γ no aporta nada a las ecuaciones del sistema. Dicha transformación es una submatriz de T :

$$A = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

la cual, evidentemente no tiene la propiedad de ser invertible, pero se sigue cumpliendo que $AA^T = I$ y $A^T A = I$, por lo que se puede utilizar A^T como inversa generalizada (también conocida como pseudo-inversa).

De manera análoga a la transformada T , cualquier vector en coordenadas abc (tensión v_{abc} , corriente i_{abc} y control δ_{abc}), pueden expresarse en los ejes de coordenadas $\alpha\beta$ y viceversa, mediante la expresiones:

$$\begin{aligned} X_{\alpha\beta} &= A X_{abc} \\ X_{abc} &= A^T X_{\alpha\beta} \end{aligned} \quad (2.30)$$

donde A , es la matriz definida en la expresión (2.29).

Con esta matriz el modelo del sistema quedaría:

$$AB v_{abc} = L \frac{d(A i_{abc})}{dt} + R A i_{abc} + \frac{V_{dc}}{2} AB \delta_{abc} \quad (2.31)$$

Por otro lado, transformar la ecuación correspondiente a la tensión de condensadores V_{dc} , es muy sencillo ya que tan sólo hay que multiplicar por el término $A^T A = I$:

$$C \frac{d}{dt} \frac{V_{dc}^2}{2} = \frac{V_{dc}}{2} \delta_{abc}^T A^T A i_{abc} - \frac{V_{dc}^2}{R_L} \quad (2.32)$$

Agrupando términos y aplicando las propiedades de las matrices traspuestas:

$$C \frac{d}{dt} \frac{V_{dc}^2}{2} = \frac{V_{dc}}{2} (\delta_{abc}^T A^T) (A i_{abc}) - \frac{V_{dc}^2}{R_L} \quad (2.33)$$

$$C \frac{d}{dt} \frac{V_{dc}^2}{2} = \frac{V_{dc}}{2} (A \delta_{abc})^T (A i_{abc}) - \frac{V_{dc}^2}{R_L} \quad (2.34)$$

Aplicando ahora la transformación (2.30) a las ecuaciones (2.31) y (2.34), se llega a la expresión final del modelo en ejes $\alpha\beta$:

$$v_{\alpha\beta} = L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + R i_{\alpha\beta} + \frac{V_{dc}}{2} \delta_{\alpha\beta} \quad (2.35)$$

$$C \frac{d}{dt} \left(\frac{V_{dc}^2}{2} \right) = \frac{V_{dc}}{2} \delta_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} - \frac{V_{dc}^2}{R_L} \quad (2.36)$$

Se llega al mismo modelo que las referencias [2, 3]. Sin embargo, en ambas referencias, se parte de una hipótesis que en este estudio no se ha hecho. Se trata de la hipótesis de que las tensiones son balanceadas ($v_a + v_b + v_c = 0$), que hace que la componente γ de la tensión v_γ sea 0 cuando se aplica la transformada T a las ecuaciones (2.6). Esto junto a la hipótesis correcta de suma de corrientes igual a cero ($i_a + i_b + i_c = 0$), se llega a que la ecuación en componente γ es la trivial ($0 = 0$), llegándose a las mismas ecuaciones presentadas en este estudio.

Así se demuestra que el sistema queda completamente definido por las ecuaciones (2.35) y (2.36), pero sin asumir el balanceo de las tensiones. Dicho de otro modo, el modelo presentado es válido también para tensiones desbalanceadas.

2.6. Referencias

- [1] R. Wu, S. B. Dewan, and G. R. Slemon. A pwm ac-to-dc converter with fixed switching frequency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26(5):880–885, Sep 1990.
- [2] V. Blasko and V. Kaura. A new mathematical model and control of a three-phase ac-dc voltage source converter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 12(1):116 –123, jan 1997.
- [3] R. Wu, S.B. Dewan, and G.R. Slemon. A pwm ac to dc converter with fixed switching frequency. In *Industry Applications Society Annual Meeting, 1988., Conference Record of the 1988 IEEE*, pages 706 –711 vol.1, oct 1988.
- [4] W.C. Duesterhoeft, Max W. Schulz, and Edith Clarke. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the*, 70(2):1248–1255, 1951.

Capítulo 3

Diseño y Ajuste del Controlador DPC basado en PI

3.1. Introducción

El modelo que se usará para el diseño y ajuste del Control DPC Adaptativo será el desarrollado en el capítulo 2.

El control del sistema completo consiste en dos bucles anidados, denominados bucle interno y bucle externo (la idea básica de dos bucles se repite en la literatura, como se puede ver en la referencia [1]). El bucle interno es el encargado del control de las potencias activa y reactiva instantáneas, mientras que el bucle externo está destinado al control de la tensión del DC-Link.

En la figura 3.1 se representa el diagrama de bloques del control DPC basado en PI. Están remarcados los bloques constituyentes del control, entre los que se encuentran los citados bucles externo e interno. A su vez se muestran las entradas y salidas de cada bloque, entre los que cabe destacar las referencias de potencia activa y reactiva (p^* y q^*). Mientras que la referencia de potencia activa

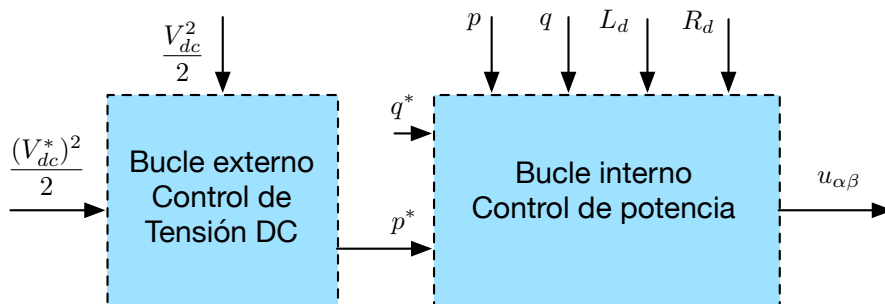


Figura 3.1: Diagrama de bloques del control DPC basado en PI

p^* es calculada en el bloque de bucle externo, la referencia de potencia reactiva q^* se podría considerar en principio una referencia constante. Dependiendo de los requerimientos que se dispongan para el uso de la máquina (por ejemplo STATCOM) esta referencia podría ser calculada en otro control externo (en esta tesis no se ha realizado ningún control para dicha referencia).

También hay que destacar que las entradas L_d y R_d son los valores de los parámetros de diseño de las inductancias y resistencias del sistema (que podrán ser aproximados, pero casi siempre no exactos) necesarios para el control.

En este capítulo se detallará el bucle interno, mientras que en el capítulo 6 se aborda el control del bucle externo, el cual es común para todos los controladores detallados en esta tesis.

3.2. Diseño del Controlador DPC basado en PI. Bucle interno

El diseño del controlador DPC se basa en el desarrollo de las expresiones de las derivadas de las potencias activas y reactivas instantáneas, partiendo del modelo definido en el capítulo 2 (ecuaciones 2.35 y 2.36).

$$v_{\alpha\beta} = L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + R i_{\alpha\beta} + \frac{V_{dc}}{2} \delta_{\alpha\beta} \quad (2.35)$$

$$C \frac{d}{dt} \left(\frac{V_{dc}^2}{2} \right) = \frac{V_{dc}}{2} \delta_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} - \frac{V_{dc}^2}{R_L} \quad (2.36)$$

Como se ha comentado anteriormente, es habitual sustituir en el modelo la “acción de control” $\frac{V_{dc}}{2} \delta_{\alpha\beta}$ por una fuente de tensión denominada $u_{\alpha\beta}$ para poder desarrollar el controlador.

La expresión matricial del cálculo de la potencia activa es la siguiente:

$$p = v_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} \quad (3.1)$$

No se tiene en cuenta la componente γ ya que la corriente i_γ es nula.

De manera análoga, la expresión matricial de la potencia reactiva es:

$$q = v_{\alpha\beta}^T J i_{\alpha\beta} \quad (3.2)$$

siendo J la matriz:

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Estas expresiones de la potencia activa y reactiva instantáneas se han tomado de la Teoría de la Potencia Instantánea Modificada (referencia [2]), sin embargo, el mismo autor las modificó posteriormente (cambiando el signo a la matriz J , adoptando finalmente la expresión (3.3)) para corregir el signo de la potencia reactiva.

3.2.1. Ecuaciones de las dinámicas de la potencia activa y reactiva

A continuación se expresará la derivada de la potencia activa p (multiplicada por el valor de las inductancias L de las bobinas de conexión a red, por conveniencia para simplificar las expresiones):

$$L \frac{dp}{dt} = L \frac{d}{dt}(v_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta}) = L \frac{d}{dt}(v_{\alpha\beta}^T) i_{\alpha\beta} + L v_{\alpha\beta}^T \frac{d}{dt}(i_{\alpha\beta}) \quad (3.4)$$

Ahora bien, suponiendo que la red es senoidal y balanceada (es decir, que no tiene contenido de armónico distinto del fundamental, y las tres tensiones suman 0) la expresión de la derivada de las tensiones se puede poner como:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(v_{\alpha\beta}) &= \omega J v_{\alpha\beta} \\ \frac{d}{dt}(v_{\alpha\beta}^T) &= (\omega J v_{\alpha\beta})^T = \omega v_{\alpha\beta}^T J^T = -\omega v_{\alpha\beta}^T J \end{aligned} \quad (3.5)$$

donde ω es la frecuencia de la tensión de red expresada en rad/s .

La expresión de la derivada de la corriente se puede obtener de la ecuación del modelo (2.35), de la cual despejando:

$$L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = v_{\alpha\beta} - R i_{\alpha\beta} - u_{\alpha\beta} \quad (3.6)$$

Sustituyendo en (3.4):

$$L \frac{dp}{dt} = -L \omega v_{\alpha\beta}^T J i_{\alpha\beta} + v_{\alpha\beta}^T (v_{\alpha\beta} - R i_{\alpha\beta} - u_{\alpha\beta}) \quad (3.7)$$

Ahora bien, teniendo en cuenta las expresiones de p (3.1) y de q (3.2), y reordenando, se obtiene la expresión de la derivada de p en función de las potencias p y q , la tensión de red $v_{\alpha\beta}$ y la acción de control $u_{\alpha\beta}$:

$$L \frac{dp}{dt} = |v_{\alpha\beta}|^2 - L \omega q - R p - v_{\alpha\beta}^T u_{\alpha\beta} \quad (3.8)$$

Análogamente, se puede calcular la derivada de la potencia reactiva q :

$$L \frac{dq}{dt} = L \frac{d}{dt}(v_{\alpha\beta}^T J i_{\alpha\beta}) = L \frac{d}{dt}(v_{\alpha\beta}^T) J i_{\alpha\beta} + L v_{\alpha\beta}^T J \frac{d}{dt}(i_{\alpha\beta}) \quad (3.9)$$

Nuevamente usando las expresiones (3.5) y (3.6), sustituyendo en la anterior (3.9):

$$L \frac{dq}{dt} = -L \omega v_{\alpha\beta}^T J J i_{\alpha\beta} + v_{\alpha\beta}^T J (v_{\alpha\beta} - R i_{\alpha\beta} - u_{\alpha\beta}) \quad (3.10)$$

Ahora bien, dado que $J J = -I$, y que $v_{\alpha\beta}^T J v_{\alpha\beta} = 0$, se obtiene la expresión de la derivada de q en función de las potencias p y q , la tensión de red $v_{\alpha\beta}$ y la acción de control $u_{\alpha\beta}$:

$$L \frac{dq}{dt} = L \omega p - R q - v_{\alpha\beta}^T J u_{\alpha\beta} \quad (3.11)$$

3.2.2. Ecuaciones de control de la potencia activa

Una vez definidas las ecuaciones de las dinámicas de las potencias activa y reactiva instantáneas, se pasará a continuación al desarrollo del control.

El objetivo del control consiste en llevar las potencias p y q , a unas referencias previamente establecidas denominadas p^* y q^* , respectivamente.

Partiendo de la ecuación de la derivada de la potencia activa p (3.8), sumando y restando términos (introduciendo un control proporcional más integral PI), se obtiene:

$$L \frac{dp}{dt} \pm L \frac{dp^*}{dt} \pm k_p \tilde{p} \pm k_{ip} \int \tilde{p} dt = |v_{\alpha\beta}|^2 - L \omega q - R p \pm R p^* - v_{\alpha\beta}^T u_{\alpha\beta} \quad (3.12)$$

donde se define el error de potencia activa \tilde{p} como:

$$\tilde{p} \triangleq p - p^* \quad (3.13)$$

Reordenando y agrupando términos:

$$L \frac{d\tilde{p}}{dt} + (k_p + R) \tilde{p} + k_{ip} \int \tilde{p} dt + L \frac{dp^*}{dt} - k_p \tilde{p} - k_{ip} \int \tilde{p} dt = |v_{\alpha\beta}|^2 - L \omega q - R p^* - v_{\alpha\beta}^T u_{\alpha\beta} \quad (3.14)$$

Usando el hecho de que la referencia de potencia p^* es constante, o muy lentamente variable¹, se propone que la acción de control $u_{\alpha\beta}$ sea:

¹Se recuerda que en este bucle de control interno, la referencia p^* es una entrada que proviene del control externo del DC-Link (ver figura 3.1), con lo que se puede suponer que será constante, o al menos lentamente variable, dada las diferencias de escalas de tiempo entre ambos bucles.

$$u_{\alpha\beta} \triangleq \left(|v_{\alpha\beta}|^2 - L \omega q - R p^* + k_p \tilde{p} + k_{ip} \int \tilde{p} dt \right) \frac{v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} + k_1 \frac{J v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} \quad (3.15)$$

donde se ha usado una variable genérica k_1 junto con un vector unitario en cuadratura con la tensión de red $v_{\alpha\beta}$. Su utilidad se verá más adelante y aquí se ha incluido para dar más generalidad al controlador, pero no tiene ninguna repercusión en el control ya que dicho término se hará nulo al sustituir.

Haciendo la sustitución de $u_{\alpha\beta}$ en la ecuación anterior, se obtiene la expresión del bucle cerrado, que queda reducida a:

$$L \frac{d\tilde{p}}{dt} + (k_p + R) \tilde{p} + k_{ip} \int \tilde{p} dt = 0 \quad (3.16)$$

Ajustando los valores de las constantes de control k_p y k_{ip} , se puede asegurar que el error de potencia \tilde{p} tiende a 0 con el tiempo. Es precisamente el ajuste del tiempo lo que se detallará en el apartado 3.3.

3.2.3. Ecuaciones de control de la potencia reactiva

A continuación se realizará el mismo desarrollo realizado para la potencia activa p en el apartado anterior, pero para la potencia reactiva q .

Partiendo de la ecuación de la derivada de la potencia reactiva q (3.11), sumando y restando términos se obtiene:

$$L \frac{dq}{dt} \pm L \frac{dq^*}{dt} \pm k_q \tilde{q} \pm k_{iq} \int \tilde{q} dt = L \omega p - R q \pm R q^* - v_{\alpha\beta}^T J u_{\alpha\beta} \quad (3.17)$$

donde se define el error de potencia reactiva \tilde{q} como:

$$\tilde{q} \triangleq q - q^* \quad (3.18)$$

Reordenando y agrupando términos:

$$L \frac{d\tilde{q}}{dt} + (k_q + R) \tilde{q} + k_{iq} \int \tilde{q} dt + L \frac{dq^*}{dt} - k_q \tilde{q} - k_{iq} \int \tilde{q} dt = L \omega p - R q^* - v_{\alpha\beta}^T J u_{\alpha\beta} \quad (3.19)$$

Usando también el hecho de que la referencia de potencia q^* es constante², se hará que la acción de control $u_{\alpha\beta}$ sea:

$$u_{\alpha\beta} \triangleq - \left(L \omega p - R q^* + k_q \tilde{q} + k_{iq} \int \tilde{q} dt \right) \frac{J v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} + k_2 \frac{v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} \quad (3.20)$$

donde esta vez se ha usado una variable genérica k_2 junto con un vector unitario colineal con el vector de la tensión de red $v_{\alpha\beta}$, ya que dicho término será nulo al sustituir.

Haciendo la sustitución de $u_{\alpha\beta}$ en la ecuación anterior, se obtiene la expresión del bucle cerrado, que queda reducida a:

$$L \frac{d\tilde{q}}{dt} + (k_q + R) \tilde{q} + k_{iq} \int \tilde{q} dt = 0 \quad (3.21)$$

Ajustando los valores de las constantes de control k_q y k_{iq} , se puede asegurar que el error de potencia \tilde{q} tiende a 0 con el tiempo. El ajuste de este tiempo se detallará en el apartado 3.3.

²En este caso, la referencia q^* es una entrada al bucle interno (ver figura 3.1) con lo que se podrá suponer que es una constante interna. Si con este sistema se quisiera desarrollar por ejemplo una aplicación de STATCOM, esta referencia vendría dada por un algoritmo o bucle de control externo de compensación de potencia reactiva. En cualquier caso se puede suponer constante siempre que la escala de tiempo del bucle interno sea muy pequeña comparada con la escala de tiempo de dicho control externo.

3.2.4. Ecuaciones de control simultáneo de las potencias activa y reactiva

Como se ha visto hasta ahora, se han propuesto dos controles independientes para controlar la potencia activa p y la potencia reactiva q , correspondientes con las ecuaciones (3.15) y (3.20).

Dado que dichas ecuaciones resultan ser vectores que están en cuadratura (son perpendiculares en el plano $\alpha\beta$) las variables genéricas k_1 y k_2 pueden ser sustituidas por las expresiones:

$$k_1 \triangleq - \left(L \omega p - R q^* + k_q \tilde{q} + k_{iq} \int \tilde{q} dt \right) \quad (3.22)$$

$$k_2 \triangleq \left(|v_{\alpha\beta}|^2 - L \omega q - R p^* + k_p \tilde{p} + k_{ip} \int \tilde{p} dt \right) \quad (3.23)$$

consiguiendo que los dos controles converjan en un sólo controlador:

$$u_{\alpha\beta} \triangleq \left(|v_{\alpha\beta}|^2 - L \omega q - R p^* + k_p \tilde{p} + k_{ip} \int \tilde{p} dt \right) \frac{v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} - \left(L \omega p - R q^* + k_q \tilde{q} + k_{iq} \int \tilde{q} dt \right) \frac{J v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} \quad (3.24)$$

Agrupando términos:

$$u_{\alpha\beta} \triangleq u_{\alpha\beta}^{eq} + \left(k_p \tilde{p} + k_{ip} \int \tilde{p} dt \right) \frac{v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} - \left(k_q \tilde{q} + k_{iq} \int \tilde{q} dt \right) \frac{J v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} \quad (3.25)$$

siendo $u_{\alpha\beta}^{eq}$ el valor de la acción de control $u_{\alpha\beta}$ de equilibrio, y que tiene la siguiente expresión:

$$u_{\alpha\beta}^{eq} \triangleq \left(|v_{\alpha\beta}|^2 - L \omega q - R p^* \right) \frac{v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} - \left(L \omega p - R q^* \right) \frac{J v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} \quad (3.26)$$

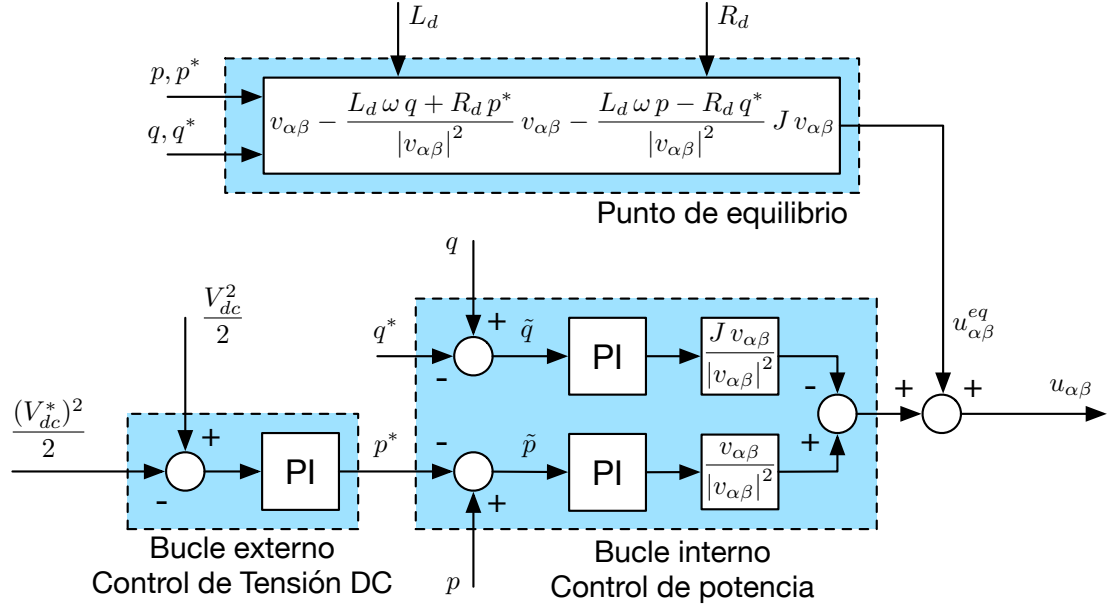


Figura 3.2: Diagrama de bloques detallado del control DPC basado en PI

Esta tensión de equilibrio representa el vector de control en régimen permanente, es decir, el valor de la tensión de control para la cual los errores de potencia activa y reactiva son nulos ($\tilde{p} = 0$ y $\tilde{q} = 0$). O dicho de otro modo, es la tensión de control para la que se alcanzan las referencias de potencia activa y reactiva ($p = p^*$ y $q = q^*$).

La ecuación (3.25) representa la acción de control con la que se podrá determinar la evolución temporal de las potencias activa y reactiva. Con las constantes de control k_p , k_{ip} , k_q y k_{iq} , se podrá ajustar el tiempo de establecimiento de las potencias a sus referencias.

Finalmente, en la figura 3.2, se muestra el diagrama de bloques detallado incluyendo todas las ecuaciones de control aquí desarrolladas.

3.3. Ajuste del Controlador DPC basado en PI

La acción de control que se ha visto en el apartado anterior 3.2.4, representada por la ecuación (3.25), consta de dos constantes de ajuste (k_p y k_{ip}) para la dinámica de la potencia activa p , y otras dos constantes (k_q y k_{iq}) para la dinámica de la potencia reactiva q .

Sin embargo, en la ecuación (3.25) aparecen dos parámetros de la máquina que son la inductancia L y la resistencia R ³ de las bobinas de conexión a red, y aunque puedan ser conocidos sus valores nominales, normalmente se tiene incertidumbre sobre el valor exacto. Por ahora, el ajuste del controlador se va a realizar suponiendo plena exactitud en el conocimiento de estos valores L y R . Será más adelante, en el apartado 3.4 cuando se estudie qué ocurre en los casos en los que haya una imprecisión en dichos valores.

Para ajustar el controlador, se usarán las ecuaciones del bucle cerrado desarrolladas en el apartado 3.2:

$$L \frac{d\tilde{p}}{dt} + (k_p + R) \tilde{p} + k_{ip} \int \tilde{p} dt = 0 \quad (3.16)$$

$$L \frac{d\tilde{q}}{dt} + (k_q + R) \tilde{q} + k_{iq} \int \tilde{q} dt = 0 \quad (3.21)$$

Estas ecuaciones determinan la evolución temporal de los errores de potencia activa y reactiva (\tilde{p} y \tilde{q}), en función de los parámetros del controlador k_p , k_{ip} , k_q y k_{iq} . Se van a resolver estas ecuaciones para determinar el ajuste del controlador con idea de parametrizar el tiempo de establecimiento de las potencias.

Se usarán unos cambios de variables para transformar las ecuaciones (3.16) y (3.21). Se busca transformar dichas ecuaciones en un sistema de ecuaciones diferenciales de segundo orden:

$$x = \int \tilde{p} dt \quad (3.27)$$

$$y = \int \tilde{q} dt \quad (3.28)$$

quedando el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\frac{d^2 x}{dt^2} + m_p \frac{dx}{dt} + n_p x = 0 \quad (3.29)$$

³Se recuerda que en el modelo se ha incluido en este valor de R , la resistencia equivalente de los transistores y diodos del convertidor trifásico.

$$\frac{d^2y}{dt^2} + m_q \frac{dy}{dt} + n_q y = 0 \quad (3.30)$$

donde se han usado las siguientes definiciones:

$$m_p = \frac{k_p + R}{L} \quad (3.31)$$

$$n_p = \frac{k_{ip}}{L} \quad (3.32)$$

$$m_q = \frac{k_q + R}{L} \quad (3.33)$$

$$n_q = \frac{k_{iq}}{L} \quad (3.34)$$

Se puede observar que las ecuaciones que resultan, son ecuaciones diferenciales lineales de segundo orden y de coeficientes constantes, cuya solución vienen dadas por las raíces del polinomio característico:

$$\lambda_1 = \frac{-m + \sqrt{m^2 - 4n}}{2} \quad (3.35)$$

$$\lambda_2 = \frac{-m - \sqrt{m^2 - 4n}}{2} \quad (3.36)$$

donde se han usado dos variables genéricas m y n , de manera que la solución para la potencia activa p se corresponden con m_p y n_p , mientras que la solución para la potencia reactiva q se corresponden con m_q y n_q , respectivamente.

Dependiendo de los valores de m y n , se puede dar el caso de que resulte un sistema oscilante o lo que sería más grave un sistema no amortiguado, situaciones ambas que se van a evitar. Por tanto, siempre se debe cumplir con la siguiente restricción:

$$m^2 - 4n \geq 0 \quad (3.37)$$

y por lo tanto está asegurado que las raíces son números reales $\lambda_1 \in \mathbb{R}$ y $\lambda_2 \in \mathbb{R}$, dando sistemas críticamente amortiguados y sobreamortiguados. Estos

sistemas se estudiarán a continuación.

3.3.1. Sistema críticamente amortiguado

El sistema de ecuaciones de la dinámica de las potencias (ecuaciones (3.29) y (3.30)) se transforma en un sistema críticamente amortiguado si se toma la solución del sistema dada por:

$$m^2 - 4n = 0 \quad (3.38)$$

En este caso, las raíces del polinomio característico serían ambas iguales a:

$$\lambda_1 = \lambda_2 = -\frac{m}{2} \quad (3.39)$$

Con esto, las evoluciones temporales de los errores de potencias quedarían:

$$\tilde{p} = \tilde{p}_0 \left(1 - \frac{m_p}{2} t\right) e^{-\frac{m_p}{2} t} \quad (3.40)$$

$$\tilde{q} = \tilde{q}_0 \left(1 - \frac{m_q}{2} t\right) e^{-\frac{m_q}{2} t} \quad (3.41)$$

donde \tilde{p}_0 y \tilde{q}_0 son los valores iniciales de los errores de potencia.

Es posible encontrar los valores de diseño a partir de estas ecuaciones (3.40) y (3.41), seleccionando un tiempo de establecimiento determinado.

Por ejemplo, si se quiere calcular el tiempo de establecimiento T_{sp} y T_{sq} que tardan los errores de potencia \tilde{p} y \tilde{q} en disminuir el 99 % (el error será el 1 % del valor inicial de la referencia), se calcularía como:

$$-0,01 \tilde{p}_0 = \tilde{p}_0 \left(1 - \frac{m_p}{2} T_{sp}\right) e^{-\frac{m_p}{2} T_{sp}} \quad (3.42)$$

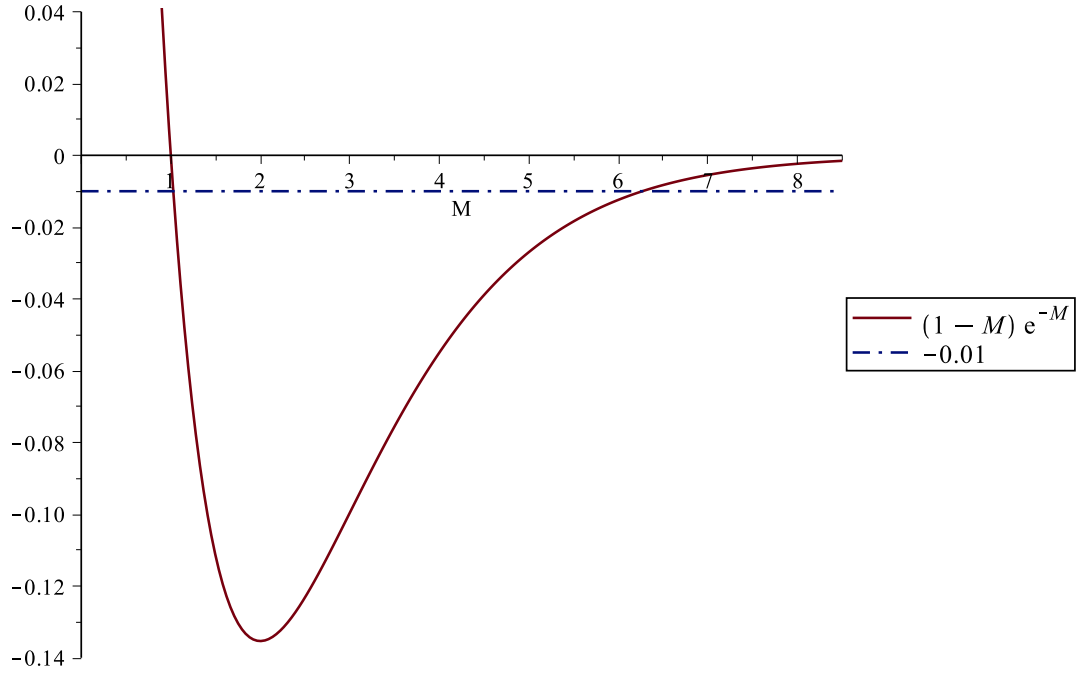


Figura 3.3: Representación gráfica de las soluciones del parámetro M

$$-0,01 \tilde{q}_0 = \tilde{q}_0 \left(1 - \frac{m_q}{2} T_{sq}\right) e^{-\frac{m_q}{2} T_{sq}} \quad (3.43)$$

Las ecuaciones (3.42) y (3.43), se pueden escribir como:

$$-0,01 = (1 - M) e^{-M} \quad (3.44)$$

donde M será igual a $\frac{m_p}{2} T_{sp}$ en el caso de la potencia activa, y $\frac{m_q}{2} T_{sq}$ en el caso de la potencia reactiva, de manera que M se puede interpretar como una medida del tiempo de establecimiento.

Hay que hacer notar que el signo introducido en el valor del 1 % ($-0,01$) es debido a la forma de la función como se puede observar en la figura 3.3.

También se puede observar que existen dos soluciones (la curva $(1 - M) e^{-M}$ pasa por $-0,01$ en dos puntos). Las soluciones a dicha ecuación se pueden encontrar numéricamente y son:

$$\{1,027953390 ; 6,266544674\}$$

Tan sólo la segunda solución $M = 6,266544674$ es la buscada (sólo a partir de este valor, el error es menor del 1 %), y representa el valor de M (que por definición es una medida del tiempo de establecimiento) para que el error de potencia sea igual al 1 % del valor de referencia inicial. Una vez obtenido este valor de M , se pueden calcular los valores de las constantes de control (k_p , k_{ip} , k_q y k_{iq}) en función del tiempo de establecimiento de la siguiente forma:

$$k_p = \frac{2 M L}{T_{sp}} - R \quad (3.45)$$

$$k_{ip} = \frac{M^2 L}{T_{sp}^2} \quad (3.46)$$

$$k_q = \frac{2 M L}{T_{sq}} - R \quad (3.47)$$

$$k_{iq} = \frac{M^2 L}{T_{sq}^2} \quad (3.48)$$

siendo $M = 6,266544674$, y siendo L y R los parámetros de las inductancias del equipo.

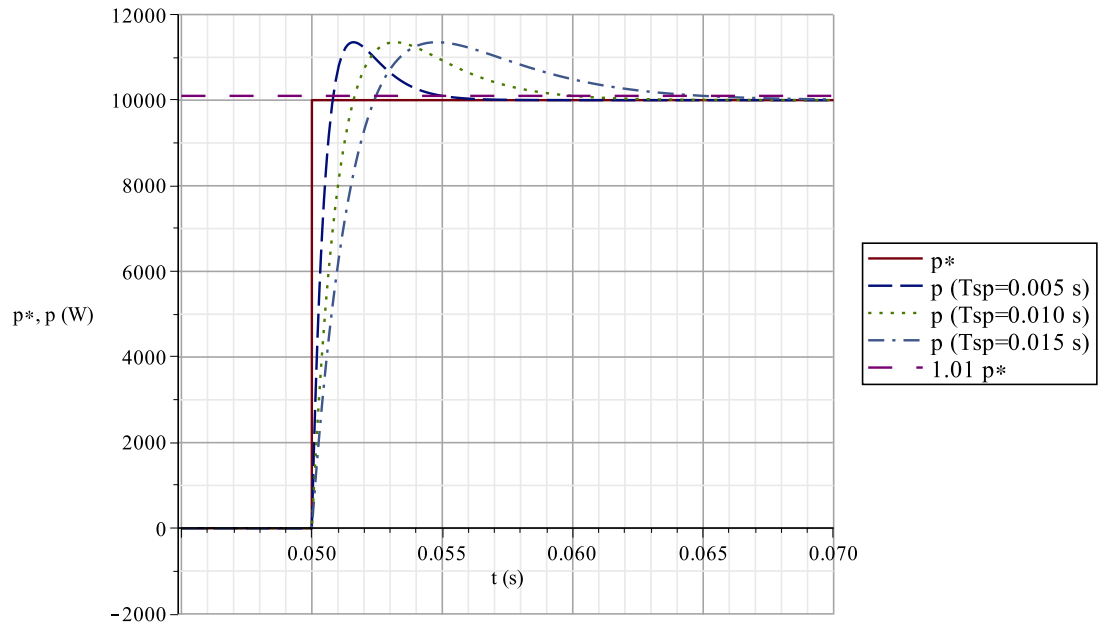
En la figura 3.4 se muestra la evolución de p ante un escalón en la referencia p^* para varios valores del tiempo de establecimiento T_{sp} . Como puede observarse en la figura, el valor máximo que alcanzará la potencia es constante e independiente del tiempo de establecimiento, y puede calcularse hallando el valor máximo de la ecuación (3.40). Para ello se deriva la ecuación (3.40) y se iguala a cero:

$$\frac{d\tilde{p}}{dt} = \frac{d}{dt} \left\{ \tilde{p}_0 \left(1 - \frac{m_p}{2} t \right) e^{-\frac{m_p}{2} t} \right\} = \tilde{p}_0 \left\{ -\frac{m_p}{2} e^{-\frac{m_p}{2} t} - \frac{m_p}{2} \left(1 - \frac{m_p}{2} t \right) e^{-\frac{m_p}{2} t} \right\} = 0 \quad (3.49)$$

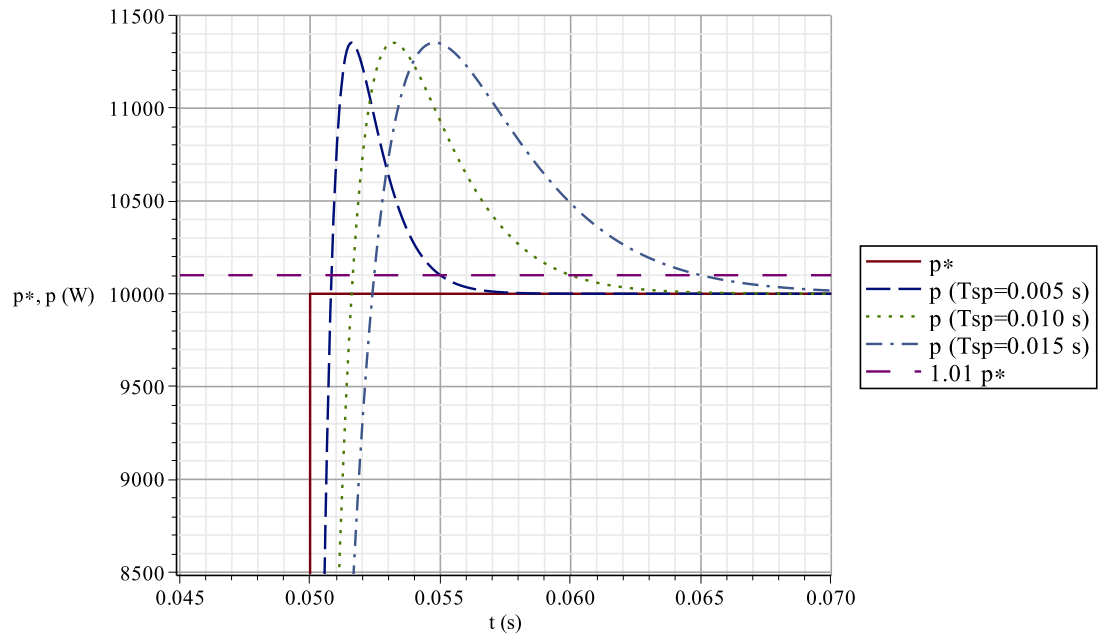
Simplificando, el tiempo t_{max} para el cual se alcanza el máximo será:

$$t_{max} = \frac{4}{m_p} = \frac{2 T_{sp}}{M} \simeq 0,319 T_{sp} \quad (3.50)$$

Sustituyendo el valor t_{max} en la ecuación (3.40), se obtiene el valor má-



(a)



(b)

Figura 3.4: Escalón de p^* en el caso críticamente amortiguado
 (a) Escalón de p^* en $t = 0,050s$, para varios valores de T_{sp} , (b) Detalle del escalón de p^*

ximo para \tilde{p} :

$$\tilde{p}_{max} = \tilde{p}(t = t_{max}) = \tilde{p}_0 \left(1 - \frac{m_p}{2} \frac{4}{m_p}\right) e^{-\frac{m_p}{2} \frac{4}{m_p}} \quad (3.51)$$

$$\tilde{p}_{max} = -\tilde{p}_0 e^{-2} \quad (3.52)$$

Esta es la expresión del máximo del error de potencia, pero es más interesante, desde el punto de vista del dimensionamiento del equipo, la expresión del incremento de potencia debido al incremento de referencia. A continuación se va a desarrollar esta expresión (3.52) en función de incrementos de potencia.

Usando la definición (3.13) del error de potencia \tilde{p} , los términos de error de la ecuación (3.52) se pueden expresar como:

$$\tilde{p}_{max} = p_{max} - p^* \quad (3.53)$$

$$\tilde{p}_0 = p_0 - p^* \quad (3.54)$$

Se puede obtener la expresión del valor del incremento de la potencia $\Delta p_{max} = p_{max} - p_0$, sustituyendo las ecuaciones (3.53) y (3.54) en la ecuación (3.52)

$$\Delta p_{max} = p_{max} - p_0 = p^* - (p_0 - p^*) e^{-2} - p_0 = (p^* - p_0) (1 + e^{-2}) \quad (3.55)$$

Además, se va a introducir el término de incremento de potencia de referencia Δp^* definido como:

$$\Delta p^* = p^* - p_0^* \quad (3.56)$$

donde p_0^* es la referencia de potencia anterior, y p^* es la nueva referencia de potencia. Así, la ecuación (3.55) queda:

$$\Delta p_{max} = (p^* - p_0^* + p_0^* - p_0) (1 + e^{-2}) = (\Delta p^* - \Delta p_0) (1 + e^{-2}) \quad (3.57)$$

donde se ha definido $\Delta p_0 = p_0 - p_0^*$ como el error previo de potencia (previo al cambio de referencia de potencia).

En el caso de partir en condiciones previas nulas ($\Delta p_0 = 0$), el valor del incremento de potencia se puede calcular como:

$$\Delta p_{max} = \Delta p^* (1 + e^{-2}) \simeq 1,135 \Delta p^* \quad (3.58)$$

Es decir, que es de esperar que la potencia tenga una sobreoscilación del 13,5 %, valor que se puede usar para el dimensionamiento del equipo, de manera que se opere siempre dentro de los límites de forma segura. Hay que hacer notar que, ya que las expresiones (3.40) y (3.41) para la potencia activa y reactiva son análogas, todo el cálculo para la potencia máxima reactiva q_{max} resulta exactamente igual al de la potencia activa p_{max} , motivo por el cual no se repetirá aquí.

3.3.2. Sistema sobreamortiguado

El sistema de ecuaciones de la dinámica de las potencias (ecuaciones (3.29) y (3.30)) se transforma en un sistema sobreamortiguado si cumple la condición dada por:

$$m^2 - 4n > 0 \quad (3.59)$$

En este caso las soluciones del polinomio característico serán las soluciones genéricas:

$$\lambda_1 = \frac{-m + \sqrt{m^2 - 4n}}{2} \quad (3.35)$$

$$\lambda_2 = \frac{-m - \sqrt{m^2 - 4n}}{2} \quad (3.36)$$

Con esto, las evoluciones temporales de los errores de potencias quedarían:

$$\tilde{p} = \frac{\tilde{p}_0}{1 - k} \left(e^{\lambda_{1p} t} - k e^{k \lambda_{1p} t} \right) \quad (3.60)$$

$$\tilde{q} = \frac{\tilde{q}_0}{1 - k} \left(e^{\lambda_{1q} t} - k e^{k \lambda_{1q} t} \right) \quad (3.61)$$

donde \tilde{p}_0 y \tilde{q}_0 son los valores iniciales de los errores de potencia, y donde se ha definido el parámetro k de manera que $\lambda_2 = k \lambda_1$, es decir, como la relación entre λ_2 y λ_1 . Así, como se puede observar en las expresiones (3.60) y (3.61), existen dos exponenciales que definen la evolución temporal de los errores de las potencias. La primera de las exponenciales tiene como constante de tiempo $-1/\lambda_1$ mientras que la segunda tiene $-1/(k \lambda_1)$, es decir, la primera exponencial tiene una constante de tiempo k veces mayor que la segunda exponencial.

Se considerará que el valor de k es muy grande ($k \gg 1$) y por lo tanto la primera exponencial será la dominante, de manera que el efecto de la segunda exponencial se extinguirá mucho más rápido que el efecto de la primera exponencial. Con esta consideración, es posible encontrar los valores de diseño a partir de las ecuaciones (3.60) y (3.61), seleccionando un tiempo de establecimiento determinado.

Por ejemplo, si se quiere calcular el tiempo de establecimiento T_{sp} y T_{sq} que tardan los errores de potencia \tilde{p} y \tilde{q} en disminuir el 99 % (el error será el 1 % del valor inicial de la referencia), se calcularía como:

$$-0,01 \tilde{p}_0 = \frac{\tilde{p}_0}{1 - k} \left(e^{\lambda_{1p} T_{sp}} - k e^{k \lambda_{1p} T_{sp}} \right) \simeq \frac{\tilde{p}_0}{1 - k} e^{\lambda_{1p} T_{sp}} \quad (3.62)$$

$$-0,01 \tilde{q}_0 = \frac{\tilde{q}_0}{1-k} \left(e^{\lambda_{1q} T_{sq}} - k e^{k \lambda_{1q} T_{sq}} \right) \simeq \frac{\tilde{q}_0}{1-k} e^{\lambda_{1q} T_{sq}} \quad (3.63)$$

Las ecuaciones (3.62) y (3.63), se pueden escribir como:

$$-0,01 = \frac{1}{1-k} e^{\lambda_1 T_s} \quad (3.64)$$

donde T_s y λ_1 serán igual a T_{sp} y λ_{1p} en el caso de la potencia activa, e igual a T_{sq} y λ_{1q} en el caso de la potencia reactiva. De esta expresión, se puede obtener el valor de λ_1 en función del tiempo de establecimiento elegido T_s y del valor del parámetro k :

$$\lambda_1 = \frac{1}{T_s} \ln(0,01 (k-1)) \quad (3.65)$$

En principio se puede usar cualquier valor de k , con la única condición de que sea $k \gg 1$, pero existe un valor óptimo que se puede calcular relacionando las dos exponenciales de las ecuaciones (3.60) y (3.61):

$$f(k) \triangleq \frac{e^{\lambda_1 T_s}}{k e^{k \lambda_1 T_s}} \quad (3.66)$$

Usando el valor calculado en (3.65) para λ_1 , la función $f(k)$ queda:

$$f(k) = \frac{1}{k} (0,01 (k-1))^{(1-k)} \quad (3.67)$$

La función $f(k)$ se representa en la figura 3.5, donde se puede observar que tiene un máximo en el valor $k = 36,802$ (valor que puede ser obtenido derivando la ecuación (3.67) e igualando a 0).

Se comprueba por tanto que el valor de k calculado es muy superior a la unidad ($k \gg 1$), y por consiguiente, se tendrá que la dinámica de los errores de la potencia vendrán dados por los tiempos de establecimiento diseñados.

Una vez conocidos los valores de k y de λ_1 , los valores de las constantes

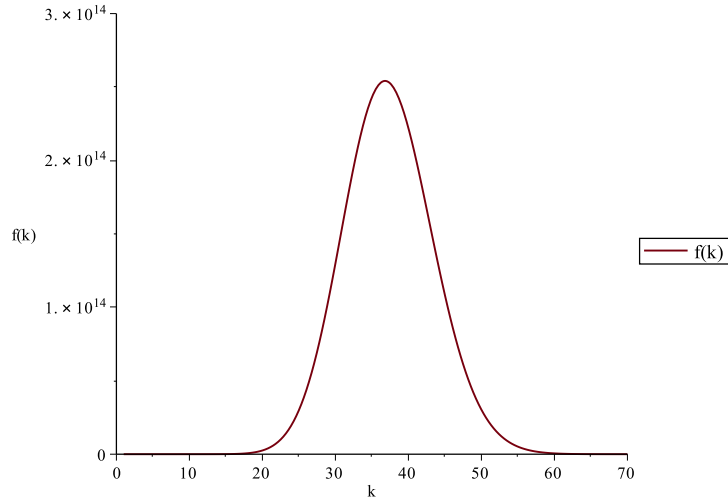


Figura 3.5: Representación gráfica de la función $f(k)$

de diseño quedarían:

$$\lambda_{1p} = \frac{1}{T_{sp}} \ln(0,01 (k - 1)) \quad (3.68)$$

$$k_p = -(1 + k) \lambda_{1p} L - R \quad (3.69)$$

$$k_{ip} = k \lambda_{1p}^2 L \quad (3.70)$$

$$\lambda_{1q} = \frac{1}{T_{sq}} \ln(0,01 (k - 1)) \quad (3.71)$$

$$k_q = -(1 + k) \lambda_{1q} L - R \quad (3.72)$$

$$k_{iq} = k \lambda_{1q}^2 L \quad (3.73)$$

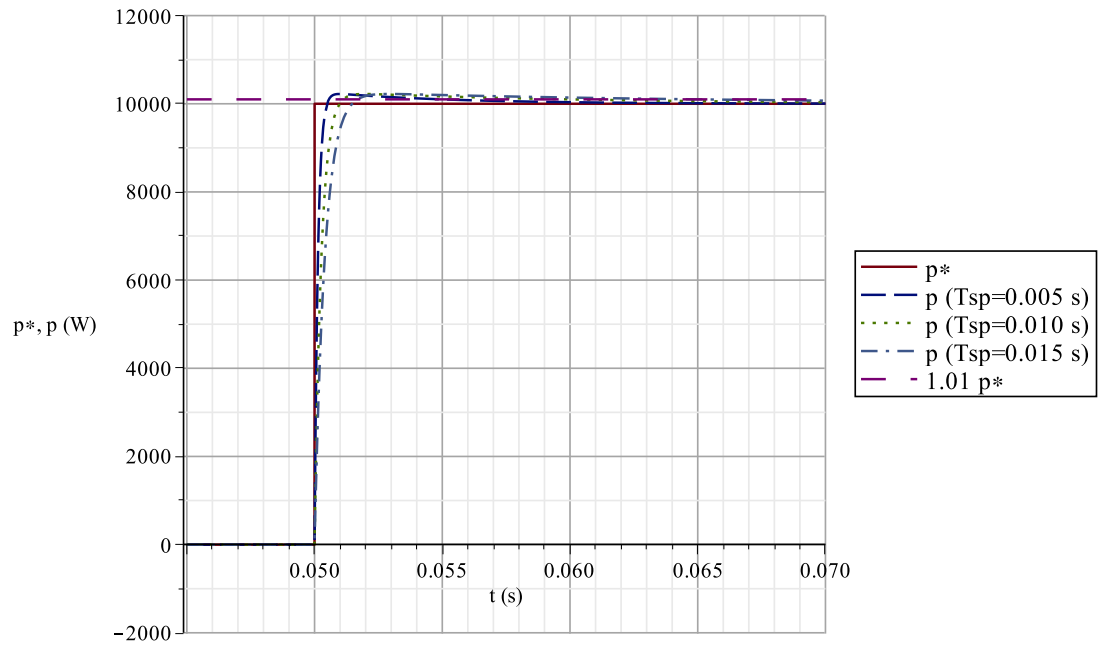
Usando el valor de $k = 36,802$, las expresiones serían:

$$k_p = \frac{38,83}{T_{sp}} L - R \quad (3.74)$$

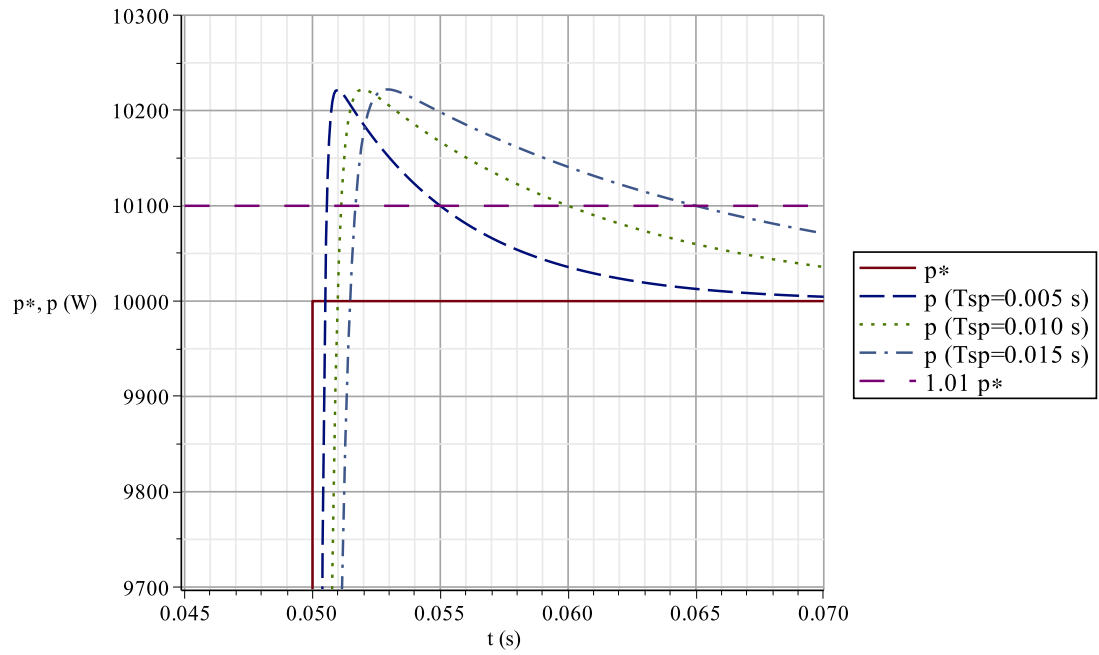
$$k_{ip} = \frac{38,83}{T_{sp}^2} L \quad (3.75)$$

$$k_q = \frac{38,83}{T_{sq}} L - R \quad (3.76)$$

$$k_{iq} = \frac{38,83}{T_{sq}^2} L \quad (3.77)$$



(a)



(b)

Figura 3.6: Escalón de p^* en el caso subamortiguado
 (a) Escalón de p^* en $t = 0,050$ s, para varios valores de T_{sp} , (b) Detalle del escalón de p^*

En la figura 3.6 se muestra la evolución de p ante un escalón en la referencia p^* para varios valores del tiempo de establecimiento T_{sp} . Como puede observarse en la figura, al igual que ocurría en el caso críticamente amortiguado, el valor máximo que alcanzará la potencia es constante e independiente del tiempo de establecimiento, y puede calcularse hallando el valor máximo de la ecuación (3.60) (o también de (3.61)). Para ello se deriva la ecuación (3.60) y se iguala a cero:

$$\frac{d\tilde{p}}{dt} = \frac{d}{dt} \left\{ \frac{\tilde{p}_0}{1-k} \left(e^{\lambda_{1p} t} - k e^{k \lambda_{1p} t} \right) \right\} = \frac{\tilde{p}_0}{1-k} \left(\lambda_{1p} e^{\lambda_{1p} t} - k^2 \lambda_{1p} e^{k \lambda_{1p} t} \right) = 0 \quad (3.78)$$

Simplificando y usando la expresión de λ_{1p} y el valor de $k = 36,802$, el tiempo t_{max} para el cual se alcanza el máximo será:

$$t_{max} = \frac{\ln(k^2) T_{sp}}{\ln(0,01 (k-1)) (1-k)} \simeq 0,196 T_{sp} \quad (3.79)$$

Sustituyendo el valor t_{max} en la ecuación (3.60), se obtiene el valor máximo para \tilde{p} :

$$\tilde{p}_{max} = \tilde{p}(t = t_{max}) = \frac{\tilde{p}_0}{1-k} \left(e^{\frac{\ln(k^2)}{1-k}} - k e^{k \frac{\ln(k^2)}{1-k}} \right) \quad (3.80)$$

$$\tilde{p}_{max} = -\tilde{p}_0 k^{-\frac{k+1}{k-1}} \quad (3.81)$$

Esta es la expresión del máximo del error de potencia, pero es más interesante, desde el punto de vista del dimensionamiento del equipo, la expresión del incremento de potencia debido al incremento de referencia. A continuación se va a desarrollar esta expresión (3.81) en función de incrementos de potencia.

Usando la definición (3.13) del error de potencia \tilde{p} , los términos de error de la ecuación (3.81) se pueden expresar como::

$$\tilde{p}_{max} = p_{max} - p^* \quad (3.82)$$

$$\tilde{p}_0 = p_0 - p^* \quad (3.83)$$

Se puede obtener la expresión del valor del incremento de la potencia $\Delta p_{max} = p_{max} - p_0$, sustituyendo las ecuaciones (3.82) y (3.83) en la ecuación (3.81):

$$\Delta p_{max} = p_{max} - p_0 = p^* - (p_0 - p^*) k^{-\frac{k+1}{k-1}} - p_0 = (p^* - p_0) \left(1 + k^{-\frac{k+1}{k-1}}\right) \quad (3.84)$$

Además, se va a introducir el término de incremento de potencia de referencia Δp^* definido como:

$$\Delta p^* = p^* - p_0^* \quad (3.85)$$

donde p_0^* es la referencia de potencia anterior, y p^* es la nueva referencia de potencia. Así, la ecuación (3.84) queda:

$$\Delta p_{max} = (p^* - p_0^* + p_0^* - p_0) \left(1 + k^{-\frac{k+1}{k-1}}\right) = (\Delta p^* - \Delta p_0) \left(1 + k^{-\frac{k+1}{k-1}}\right) \quad (3.86)$$

donde se ha definido $\Delta p_0 = p_0 - p_0^*$ como el error previo de potencia (previo al cambio de referencia de potencia).

En el caso de partir en condiciones previas nulas ($\Delta p_0 = 0$), el valor del incremento de potencia se puede calcular como:

$$\Delta p_{max} = \Delta p^* (1 + k^{-\frac{k+1}{k-1}}) \simeq 1,022 \Delta p^* \quad (3.87)$$

donde se ha usado el valor óptimo de $k = 36,802$.

Por lo tanto, es de esperar que la potencia tenga una sobreoscilación del 2,2 %, valor que se puede usar para el dimensionamiento del equipo, de manera que se opere siempre dentro de los límites de forma segura. Hay que hacer notar que, las expresiones (3.60) y (3.61) para la potencia activa y reactiva son análogas, y por lo tanto, el cálculo para la potencia máxima reactiva q_{max} resulta exactamente igual al de la potencia activa p_{max} .

3.4. Estudio de la incertidumbre de los parámetros del sistema

Hasta ahora se ha supuesto que los valores de la inductancia L y la resistencia R utilizados en el diseño del controlador son exactamente iguales a los valores reales. Sin embargo, realmente nunca se tendrán estos valores sino una estimación de ellos, por lo que en este apartado se estudiará la influencia de errores en los valores de la inductancia L y la resistencia R .

Para ver como influyen las diferencias entre los parámetros reales del sistema y los de diseño, se supondrá que estos son distintos y se evaluará como queda la dinámica del sistema en bucle cerrado cuando se aplica el controlador. Se definen las diferencias entre los parámetros de diseño (L_d y R_d) y los reales (L y R) como ΔR y ΔL . De esta forma:

$$R_d = R + \Delta R \quad (3.88)$$

$$L_d = L + \Delta L \quad (3.89)$$

La dinámica real de las potencias activa y reactiva instantáneas viene dada por:

$$L \frac{dp}{dt} = |v_{\alpha\beta}|^2 - L\omega q - Rp - v_{\alpha\beta}^T u_{\alpha\beta} \quad (3.90)$$

$$L \frac{dq}{dt} = L \omega p - R q - v_{\alpha\beta}^T J u_{\alpha\beta} \quad (3.91)$$

y la expresión de la ley de control propuesta:

$$u_{\alpha\beta} \triangleq u_{\alpha\beta}^{eq} + \left(k_p \tilde{p} + k_{ip} \int \tilde{p} dt \right) \frac{v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} - \left(k_q \tilde{q} + k_{iq} \int \tilde{q} dt \right) \frac{J v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} \quad (3.92)$$

$$u_{\alpha\beta}^{eq} \triangleq \left(|v_{\alpha\beta}|^2 - L_d \omega q - R_d p^* \right) \frac{v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} - (L_d \omega p - R_d q^*) \frac{J v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} \quad (3.93)$$

Sustituyendo estas ecuaciones de control en las dinámicas de las potencias activa y reactiva, y operando se llega a:

$$L \frac{d\tilde{p}}{dt} + (k_p + R) \tilde{p} + k_{ip} \int \tilde{p} dt = \Delta L \omega q + \Delta R p^* \quad (3.94)$$

$$L \frac{d\tilde{q}}{dt} + (k_q + R) \tilde{q} + k_{iq} \int \tilde{q} dt = -\Delta L \omega p + \Delta R q^* \quad (3.95)$$

Comparando estas expresiones con las obtenidas en (3.16) y (3.21), puede deducirse que el proceso de diseño seguido para obtener una respuesta predefinida, sólo será valido si $\Delta R \ll 1$ y $\Delta L \ll 1$. Es decir, que la respuesta del sistema será acorde con lo estudiado anteriormente sólo si los valores usados en el diseño son muy cercanos a los reales, y esto en la mayoría de casos no es posible.

Si se toman los valores de $k_p = k_q = k$, $k_{ip} = k_{iq} = k_i$, lo que equivale a decir que los tiempos de diseño para p y q son iguales $T_{sp} = T_{sq} = T$, condición que se toma habitualmente, para el caso del sistema sobreamortiguado, tendríamos:

$$k = \frac{38,83}{T} L_d - R_d \quad (3.96)$$

$$k_i = \frac{38,83}{T^2} L_d \quad (3.97)$$

Sustituyendo, se obtienen unas expresiones de las dinámicas de las potencias como sigue:

$$\frac{d\tilde{p}}{dt} + \left(\frac{38,83}{T} \left(1 + \frac{\Delta L}{L} \right) - \frac{\Delta R}{L} \right) \tilde{p} + \frac{38,83}{T^2} \left(1 + \frac{\Delta L}{L} \right) \int \tilde{p} dt = \frac{\Delta L}{L} \omega \tilde{q} + k_1 \quad (3.98)$$

$$\frac{d\tilde{q}}{dt} + \left(\frac{38,83}{T} \left(1 + \frac{\Delta L}{L} \right) - \frac{\Delta R}{L} \right) \tilde{q} + \frac{38,83}{T^2} \left(1 + \frac{\Delta L}{L} \right) \int \tilde{q} dt = -\frac{\Delta L}{L} \omega \tilde{p} + k_2 \quad (3.99)$$

donde k_1 y k_2 toman las siguientes expresiones:

$$k_1 = \frac{\Delta L}{L} \omega q^* + \frac{\Delta R}{L} p^* \quad (3.100)$$

$$k_2 = -\frac{\Delta L}{L} \omega p^* + \frac{\Delta R}{L} q^* \quad (3.101)$$

Como se puede observar k_1 y k_2 son dos constantes, las cuales no provocarán error en régimen permanente (dada por la solución particular de las ecuaciones) ya que se dispone un término integral en el control. Los términos en ΔL y ΔR no supondrían mayor problema que la desviación de los tiempos diseñados para el control, a excepción de los términos cruzados ($\frac{\Delta L}{L} \omega \tilde{q}$ en la primera ecuación y $-\frac{\Delta L}{L} \omega \tilde{p}$ en la segunda), los cuales provocan unos transitorios no deseados cuando los parámetros de diseño no son exactamente iguales a los reales.

Se analizarán las ecuaciones para determinar cómo influyen las desviaciones de los parámetros R y L dados por los coeficientes $\frac{\Delta R}{L}$ y $\frac{\Delta L}{L}$ que aparecen en las ecuaciones (3.98) y (3.99).

Aplicando los cambios de variables:

$$x = \int \tilde{p} dt \quad (3.102)$$

$$y = \int \tilde{q} dt \quad (3.103)$$

las ecuaciones quedan:

$$\frac{d^2 x}{dt^2} + m \frac{dx}{dt} + n x = c \frac{dy}{dt} + k_1 \quad (3.104)$$

$$\frac{d^2 y}{dt^2} + m \frac{dy}{dt} + n y = -c \frac{dx}{dt} + k_2 \quad (3.105)$$

donde se han definido:

$$m = \frac{38,83}{T} \left(1 + \frac{\Delta L}{L} \right) - \frac{\Delta R}{L} \quad (3.106)$$

$$n = \frac{38,83}{T^2} \left(1 + \frac{\Delta L}{L} \right) \quad (3.107)$$

$$c = -\frac{\Delta L}{L} \omega \quad (3.108)$$

Para resolver ahora el sistema de ecuaciones conviene aplicar un cambio de variables de manera que el sistema se transforme en un sistema de cuatro ecuaciones de primer orden. Un posible cambio de variable es el siguiente:

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x \\ \frac{dx}{dt} \\ y \\ \frac{dy}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x \\ \tilde{p} \\ y \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (3.109)$$

Cabe destacar que dado que las soluciones finales buscadas son los errores de potencia activa y reactiva \tilde{p} y \tilde{q} , del vector z sólo interesan conocer las expresiones de las componentes z_2 y z_4 .

El sistema quedaría transformado en:

$$\begin{aligned}\frac{dz_1}{dt} &= z_2 \\ \frac{dz_2}{dt} &= -n z_1 - m z_2 + c z_4 + k_1 \\ \frac{dz_3}{dt} &= z_4 \\ \frac{dz_4}{dt} &= -c z_2 - n z_3 - m z_4 + k_2\end{aligned}\tag{3.110}$$

Expresando lo mismo pero de forma vectorial:

$$\dot{z} = A z + b\tag{3.111}$$

donde A es la matriz:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -n & -m & 0 & c \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -c & -n & -m \end{bmatrix}\tag{3.112}$$

y el vector b es igual a:

$$b = \begin{bmatrix} 0 \\ k_1 \\ 0 \\ k_2 \end{bmatrix}\tag{3.113}$$

La solución del sistema homopolar es del tipo:

$$z_h(t) = e^{tA} C\tag{3.114}$$

siendo C un vector de constantes que tomará la forma:

$$C = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \\ C_4 \end{bmatrix} \quad (3.115)$$

Este vector C será resuelto con las condiciones iniciales del sistema.

Por otro lado, una solución particular de este sistema será un vector constante, ya que el vector independiente b también lo es:

$$z_p = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{k_1}{n} \\ 0 \\ \frac{k_2}{n} \end{bmatrix} \quad (3.116)$$

La solución completa será la suma de la homopolar y la particular de manera que se obtiene:

$$z(t) = e^{tA} C + z_p \quad (3.117)$$

Finalmente se podrían obtener las expresiones de \tilde{p} y \tilde{q} deshaciendo cambios de variables, pero a la vista de la definición del vector z (ecuación (3.109)), es fácil obtener las expresiones de \tilde{p} y \tilde{q} :

$$\tilde{p} = z_2 \quad (3.118)$$

$$\tilde{q} = z_4 \quad (3.119)$$

El principal problema que ahora se plantea es la obtención analítica de la matriz e^{tA} que es la exponencial de la matriz A multiplicada por t . Aunque su obtención es posible, no resulta viable (y mucho menos representable) debido

a su gran longitud, y además de no aportar información realmente útil en este estudio (es fácil perderse entre las decenas de páginas de una de las expresiones obtenidas). Tampoco resulta de mucha ayuda el obtener la forma canónica de Jordan de la matriz A para simplificar las expresiones, ya que si bien la matriz de Jordan resulta sencilla de manejar, no lo es la matriz de paso P para transformar la matriz A en la de Jordan ($J = P^{-1} A P$), y por tanto obtendríamos la misma dificultad a la hora de resolver y analizar la respuesta del sistema original.

Con idea de salvar este contratiempo, se hará a continuación lo que se suele hacer en muchos casos prácticos, y no es más que resolver numéricamente las ecuaciones para unos valores de los parámetros reales y analizar los resultados obtenidos.

En la figura 3.7 se puede observar la evolución de la potencia activa p y el acoplamiento producido en la potencia reactiva q , para un salto en la potencia de referencia p^* de 10 kW (la potencia de referencia reactiva q^* permanece en todo momento igual a 0). Se han utilizado 3 valores de $\frac{\Delta L}{L}$, y se ha tomado $\frac{\Delta R}{L} = 0$ (ajuste perfecto $R_d = R$):

$$\begin{aligned} \frac{\Delta L}{L} = 1 & \Rightarrow L_d = 2L \\ \frac{\Delta L}{L} = 0 & \Rightarrow L_d = L \\ \frac{\Delta L}{L} = 0,5 & \Rightarrow L_d = 0,5L \end{aligned} \quad (3.120)$$

El tiempo de diseño se ha tomado como $T = 10 \text{ ms}$ y los valores del sistema m y n se han tomado de las expresiones (3.106) y (3.107) respectivamente.

Se puede observar en la figura 3.7 (b) que el tiempo de establecimiento de $T = 10 \text{ ms}$ sólo se alcanza para la curva $\frac{\Delta L}{L} = 0$ (ajuste perfecto $L_d = L$), mientras que en los otros casos el tiempo aumenta o disminuye. También se ve afectado el pico de sobreoscilación. Es decir, que el tiempo diseñado no se va a cumplir a menos que se haga $L_d = L$. Esto como ya se ha comentado, es a veces imposible de medir con exactitud y además no es posible adaptarse al envejecimiento del equipo ni a cambios de temperatura (que evidentemente se producirán al cambiar de régimen de potencia el equipo).

Pero donde se ve el efecto más negativo es en el acoplamiento de las potencias como se puede observar en la figura 3.7 (c). Salvo ajuste perfecto, el sistema presentará transitorios en la potencia reactiva, al cambiar la referencia de

la potencia activa p^* . No se ha representado, porque se ve innecesario, los cambios en la referencia q^* , que a su vez provocarían acoplamientos en la potencia activa, lo cual resulta obvio del análisis de las ecuaciones del sistema.

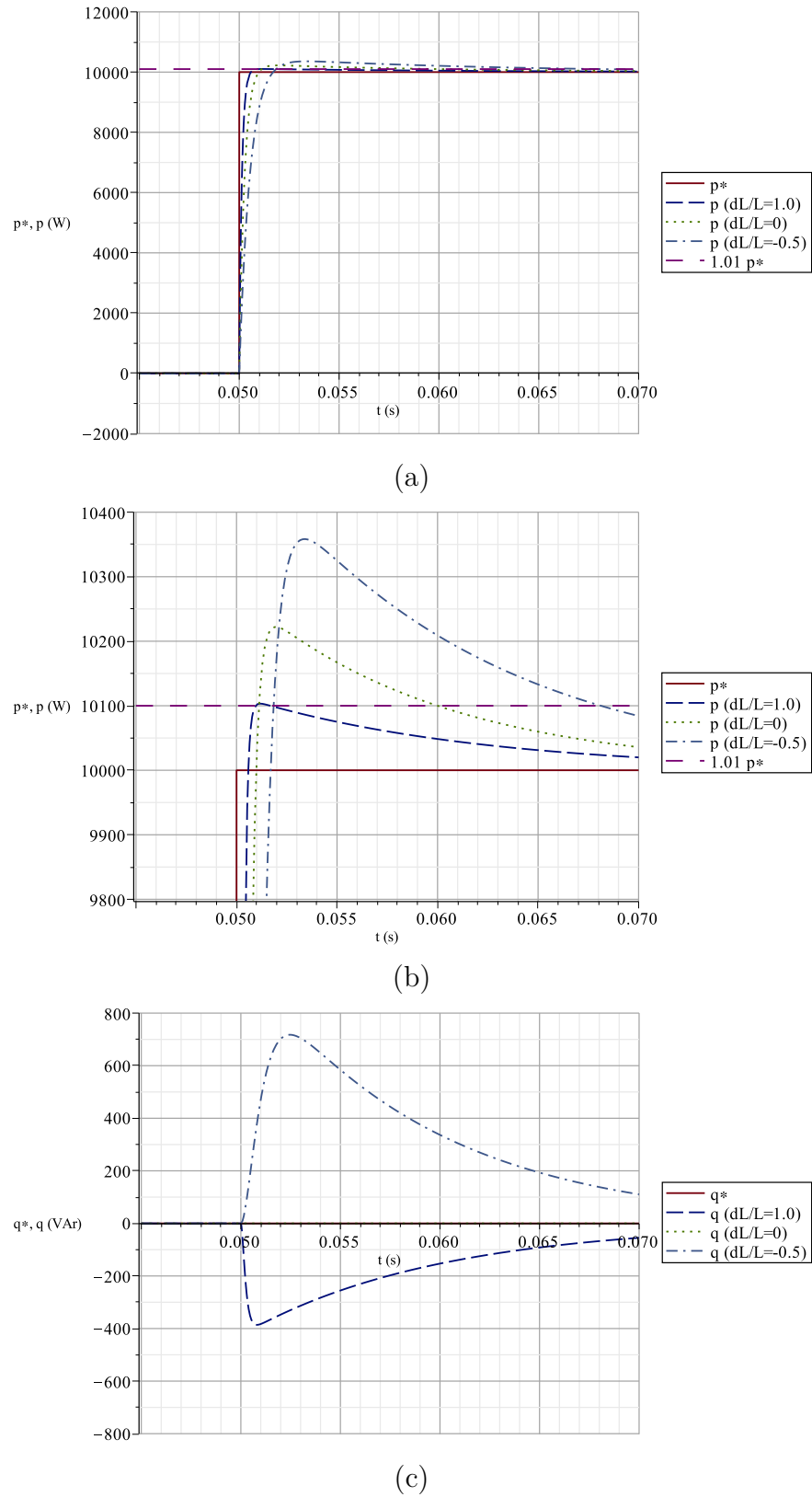


Figura 3.7: Escalón de p^* para un tiempo de establecimiento de $T = 10$ ms y distintos valores de $\frac{\Delta L}{L}$ (y $\frac{\Delta R}{L} = 0$)

(a) Evolución de la potencia activa p , (b) detalle de la evolución de p , y (c) detalle del acoplamiento de la potencia reactiva q .

Por otro lado, en la figura 3.8 se puede observar la evolución de la potencia activa p , para un salto en la potencia de referencia p^* de 10 kW (la potencia de referencia reactiva q^* permanece en todo momento igual a 0). Se han utilizado 3 valores de $\frac{\Delta R}{L}$, y se ha tomado $\frac{\Delta L}{L} = 0$ (ajuste perfecto $L_d = L$):

$$\begin{aligned}\frac{\Delta R}{L} = -\frac{R}{L} &\Rightarrow R_d = 0 \\ \frac{\Delta R}{L} = 0 &\Rightarrow R_d = R \\ \frac{\Delta R}{L} = \frac{R}{L} &\Rightarrow R_d = 2R\end{aligned}\tag{3.121}$$

En este caso se tendría que dar valores numéricos a R y L para poder obtener $\frac{R}{L}$, pero se analizará un caso extremo para así obtener el peor comportamiento esperable del sistema: en el diseño de las inductancias de los inversores, siempre se busca que la resistencia sea lo menor posible (con criterios económicos en los que se sopesa el coste del cobre frente a las pérdidas con las que contará el equipo), y la inductancia L viene diseñada por el rizado máximo de conmutación. Un caso muy desfavorable sería que los valores en ohmios de R y de L (ωL siendo $\omega = 2\pi f$ con $f = 50\text{ Hz}$) fueran del orden unidad. En este caso $\frac{R}{L} \sim \omega$. Es por este motivo por el que en las gráficas se han usado los siguientes valores:

$$\begin{aligned}\frac{\Delta R}{L} = -\omega &\Rightarrow R_d = 0 \\ \frac{\Delta R}{L} = 0 &\Rightarrow R_d = R \\ \frac{\Delta R}{L} = \omega &\Rightarrow R_d = 2R\end{aligned}\tag{3.122}$$

El tiempo de diseño se ha tomado también como $T = 10\text{ ms}$ y los valores del sistema m y n se han tomado de las expresiones (3.106) y (3.107) respectivamente.

Se puede observar en la figura 3.8 (b) que el tiempo de establecimiento de $T = 10\text{ ms}$ sólo se alcanza para la curva $\frac{\Delta R}{L} = 0$ (ajuste perfecto $R_d = R$), mientras que en los otros casos el tiempo aumenta o disminuye. También se ve afectado el pico de sobreoscilación. Es decir, aquí tampoco se va a cumplir el tiempo diseñado a menos que se haga $R_d = R$. Al igual que en el caso anterior, no es posible adaptarse al envejecimiento del equipo ni a cambios de temperatura. Sin embargo, como puede observarse en la figura 3.8 (c), no existe acoplamiento en la potencia reactiva. Si se analizan las ecuaciones del sistema (3.104) y (3.105), en el caso de ajuste perfecto del valor de inductancia $L_d = L$ ($\frac{\Delta L}{L} = 0$) el coeficiente c es nulo y por lo tanto desaparecen los términos cruzados, no existiendo acoplamiento

entre las ecuaciones de la potencia activa y reactiva.

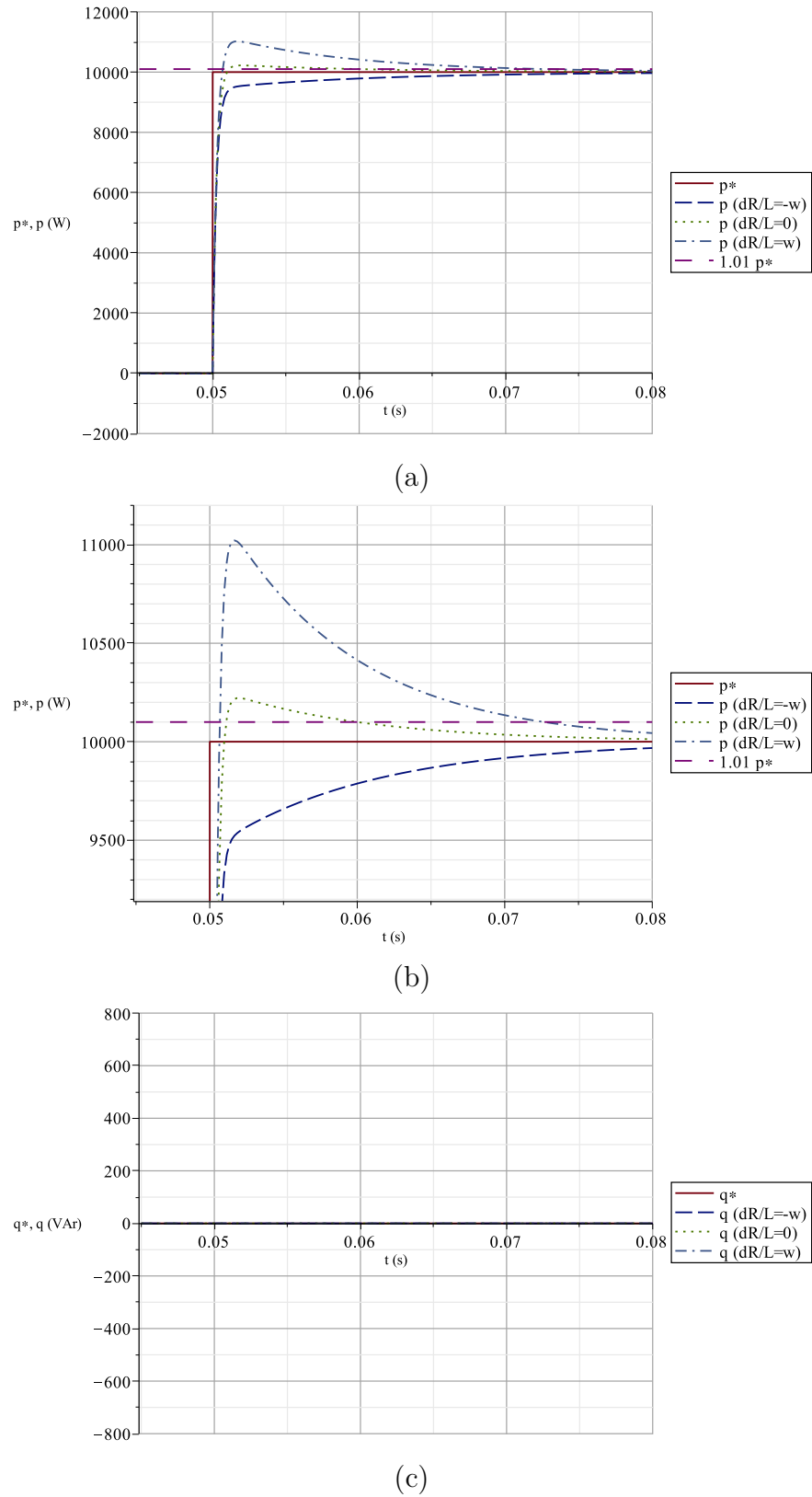


Figura 3.8: Escalón de p^* para un tiempo de establecimiento de $T = 10 \text{ ms}$ y distintos valores de $\frac{\Delta R}{L}$ (y $\frac{\Delta L}{L} = 0$)

(a) Evolución de la potencia activa p , (b) detalle de la evolución de p , y (c) detalle del “no acoplamiento” de la potencia reactiva q .

A la vista de estos resultados, el diseño se llevará a cabo con las siguientes recomendaciones:

- Se recomienda sobreestimar el valor de la inductancia L , de manera que L_d sea siempre superior a la L real. Esto hará que el tiempo de establecimiento sea menor que el diseñado, pero por contrapartida siempre se tendrán sobrees oscilaciones menores, estando por tanto siempre del lado de la seguridad del equipo.
- Es muy habitual el suponer $R_d = 0$, lo que hace que el parámetro $\frac{\Delta R}{L} = -\frac{R}{L}$. Esto tendrá como consecuencia evoluciones del tipo sobreamortiguado. El tiempo diseñado no se cumplirá, aumentando dicho tiempo según la relación entre los valores de las R y L reales.

Dada toda esta problemática de la incertidumbre en los parámetros, se deberá modificar el control para que se contemple la posibilidad de estimar dichos parámetros. Esto se realiza en el capítulo 4.

3.5. Resultados experimentales

Con idea de mostrar el controlador propuesto, en esta sección se mostrarán resultados experimentales realizados en un prototipo real. Se hizo uso de un convertidor de potencia trifásico de dos niveles, el cual se muestra en la figura 3.9.

Este equipo está provisto de una tarjeta basada en el DSP de Texas Instruments TMS320VC33 que cuenta con un reloj de 50 MHz . Los experimentos han consistido en provocar una serie de escalones de carga en el DC-Link, desde vacío hasta la potencia nominal ($9,375\text{ kW}$). La tensión de referencia del DC-Link se estableció en 750 V y las cargas resistivas usadas han sido de 60 Ohms (figura 3.10).

La tabla 3.1 muestra los valores de los parámetros eléctricos del convertidor de potencia, la tensión de referencia del bus de continua, y las frecuencias de conmutación y muestreo, usados en los experimentos. En la figura 3.11 se muestran las medidas de la tensión del bus de continua, las tensiones y corrientes de fase, el contenido armónico de las corrientes, la potencia activa y reactiva, y el

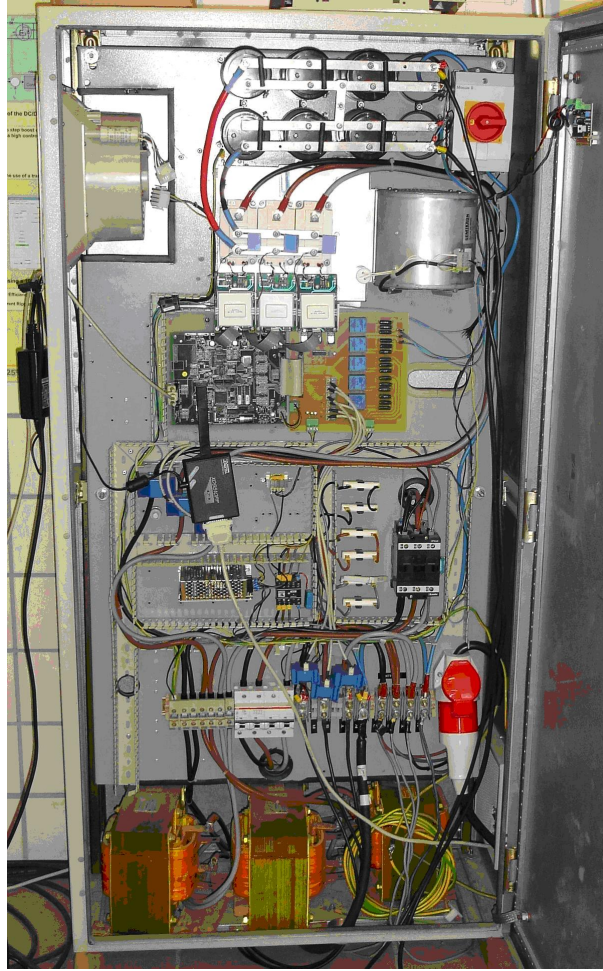


Figura 3.9: Prototipo de laboratorio: Convertidor trifásico de dos niveles.

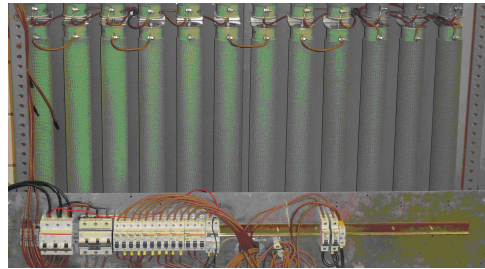


Figura 3.10: Cargas resistivas de 60 Ω .

Parámetro	Descripción	Valor
$v_{abc,n}$	Tensión fase-neutro	230 V
L	Inductancia de conexión a red	0,8 mH
C	Capacidad total del bus de continua	7050 μ F
R_L	Carga Resistiva DC	60 Ω
V_{dc}	Tensión del bus de continua	750 V
F_{sw}	Frecuencia de Conmutación	11,2 kHz
F_m	Frecuencia de Muestreo	22,4 kHz

Tabla 3.1: Parámetros y variables del convertidor

factor de potencia. La referencia de potencia reactiva es cero, mientras que la referencia de potencia activa está calculada en el bloque de control del DC-Link. La medida del bus de continua fue tomada con un osciloscopio Tektronics, mientras que el resto de medidas fueron tomadas con un analizador de red Fluke 434.

Se puede observar en la figuras 3.11 (b) y (f), que aun siendo en este caso la referencia de potencia reactiva nula, la fase de las corrientes está entorno a 4 ó 5 grados con respecto a las tensiones, y que hay una potencia total reactiva de 1,14 kVAr. Esto es debido a que los valores usados de R y L no son totalmente exactos.

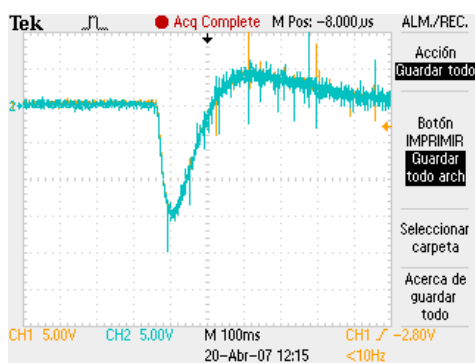
Destacar que la tensión DC sólo disminuye 15 V ante el choque de carga, y la referencia se alcanza a los 0,6 s después, así que se asegura una buena regulación de la tensión DC (el control externo encargado de la regulación de la tensión de continua se detalla en el capítulo 6).

También cabe destacar que aunque el control diseñado es realizado directamente en potencia, se obtiene una baja distorsión armónica en la corriente, siendo el THD en corriente del 3,0 %.

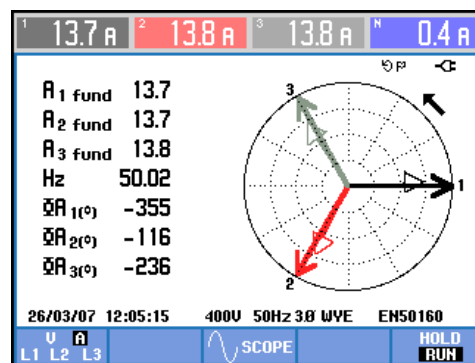
Las capturas presentadas en la figura 3.11, se corresponden con una medida en régimen permanente, a excepción de la figura (a), la cual se corresponde con un choque de carga del DC-Link (se conectó una resistencia de 60 ohmios en el DC-Link).

A continuación, en la figura 3.12 se muestran capturas de transitorios ante cambios en la referencia de potencia reactiva q^* . Estas capturas se han realizado en base a las medidas realizadas por el DSP, las cuales han sido finalmente post-procesadas (filtradas en Matlab) para tratar de reducir el ruido de conmutación. Se puede observar que al producirse el cambio de referencia en q^* , la referencia de p^* también aumenta. Esto es debido a las pérdidas del equipo por conducción de los dispositivos de potencia, las cuales se ven incrementadas en unos 400 W. En cuanto la potencia reactiva baja a 10 kVAr, la potencia de referencia vuelve a los 600 W, aproximadamente. Aclarar que en vacío se obtiene una potencia de referencia P igual a unos 300 W (este dato no se ve en las gráficas).

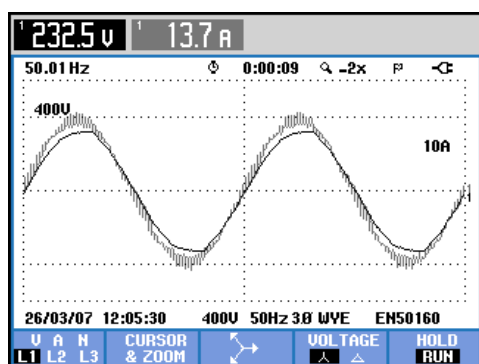
Se puede observar en dicha figura el transitorio debido a un cambio de referencia de potencia reactiva entre 10 y 20 kVAr. Se han fijado unos valores de diseño de $R_d = 0 \Omega$ y $L_d = 0,8 \text{ mH}$, que son los valores nominales de la máquina.



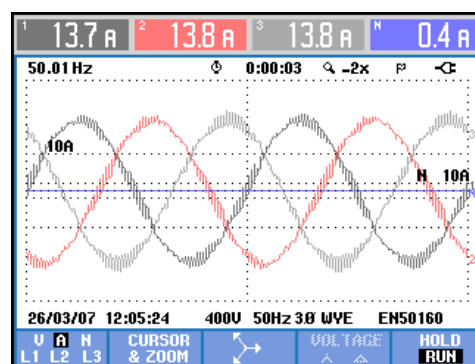
(a)



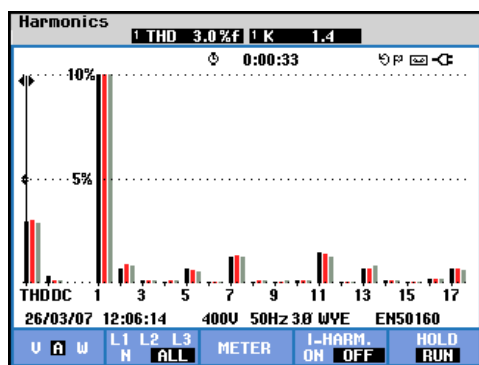
(b)



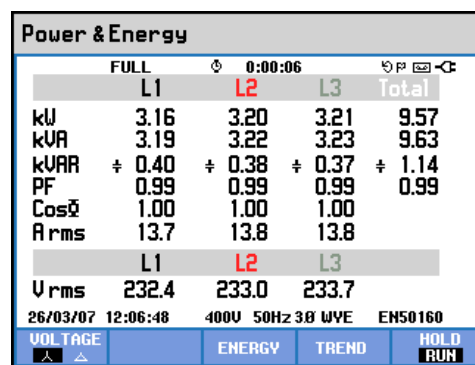
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 3.11: Resultados experimentales del controlador DPC basado en PI

- (a) Evolución del bus de continua ante un choque de carga (0 a 10 kW),
- (b) Diagrama fasorial de las tensiones y corrientes de red,
- (c) Detalle de la tensión y corriente de fase,
- (d) Corrientes trifásicas,
- (e) Armónicos de las corrientes trifásicas,
- (f) Medidas de las Potencias Activa, Reactiva, Aparente, Factor de Potencia y Coseno de ϕ .

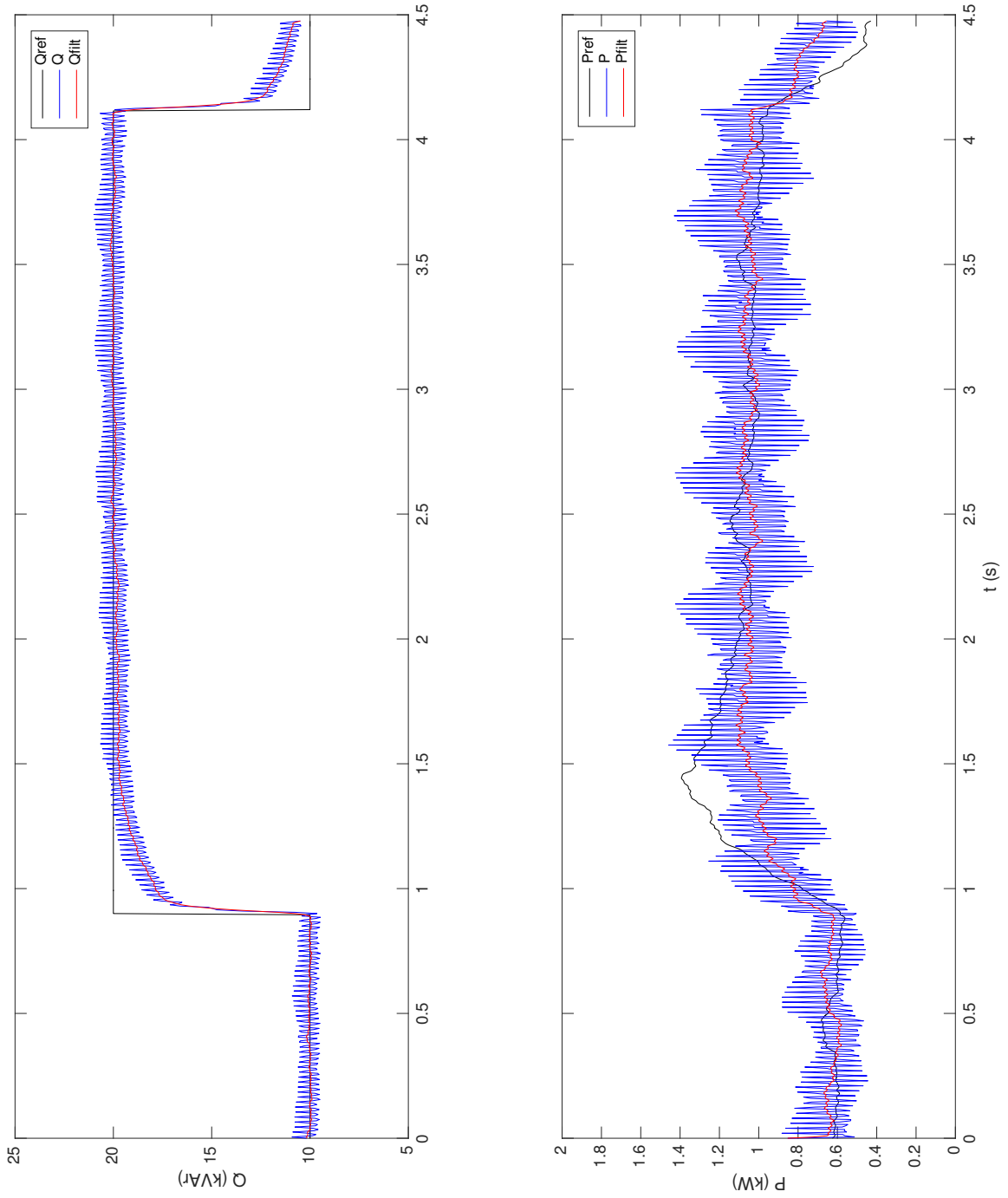


Figura 3.12: Transitorio en Q de referencia: 10 - 20 - 10 kVar. $T_s = 0.1$ s

Se puede apreciar que los tiempos de establecimiento no se ven cumplidos (se tarda del orden de 1 segundo o más en alcanzar el 99 % del salto de referencia, cuando el tiempo establecido es de $T_s = 0.1$ s). Además se ve que la referencia de potencia activa (que proviene del control del DC-Link) tiene sobreoscilaciones al comenzar el transitorio, lo cual es debido al acoplamiento entre la potencia activa y reactiva.

3.6. Referencias

- [1] M. Malinowski, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski. Simple direct power control of three-phase pwm rectifier using space-vector modulation (dpc-svm). *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(2):447–454, April 2004.
- [2] H. Akagi, S. Ogasawara, and Hyosung Kim. The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach. In *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, volume 1, pages 431 –439 vol.1, 1999.

Capítulo 4

Diseño y Ajuste del Controlador DPC Adaptativo

4.1. Introducción

El controlador DPC Adaptativo desarrollado en esta tesis, surge de la dificultad del ajuste correcto del controlador DPC basado en PI, el cual se ha desarrollado en el capítulo 3. Como se ha visto en dicho apartado, la dificultad radica en el desconocimiento exacto de los parámetros del convertidor.

Para el diseño y ajuste del Control DPC Adaptativo se usará el modelo desarrollado en el capítulo 2. Las ecuaciones del modelo en ejes estacionarios $\alpha\beta$ se repiten a continuación:

$$v_{\alpha\beta} = L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + R i_{\alpha\beta} + \frac{V_{dc}}{2} \delta_{\alpha\beta} \quad (4.1)$$

$$C \frac{d}{dt} \left(\frac{V_{dc}^2}{2} \right) = \frac{V_{dc}}{2} \delta_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} - \frac{V_{dc}^2}{R_L} \quad (4.2)$$

El control del sistema completo consiste en dos bucles anidados, denominados bucle interno y bucle externo. El bucle interno es el encargado del control de la potencia instantánea mientras que el bucle externo está destinado al control de la tensión del DC-Link.

En la figura 4.1 se representa el diagrama de bloques del control DPC Adaptativo. Están remarcados los bloques constituyentes del control, entre los

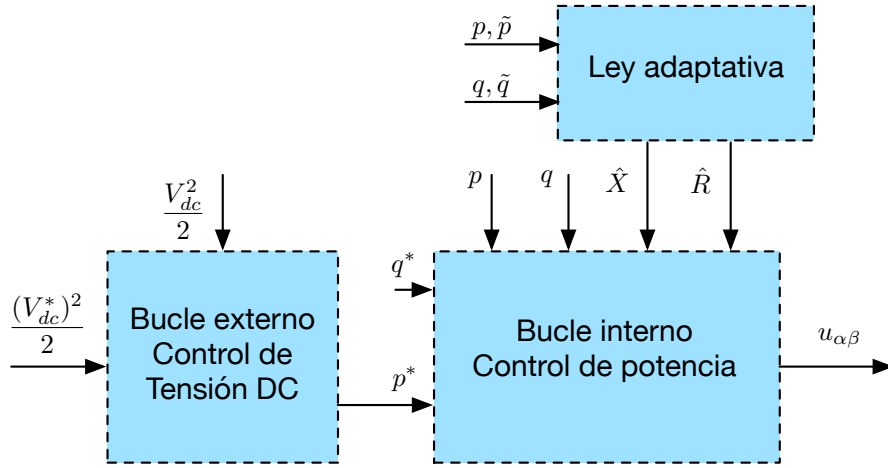


Figura 4.1: Diagrama de bloques del control DPC Adaptativo

que se encuentran los citados bucles externo e interno, y la ley adaptativa que se diseñará para obtener unos parámetros estimados ($\hat{X} = \omega \hat{L}$, y \hat{R}) con los que se podrán obtener unos resultados aceptables sin la necesidad de conocer con exactitud los valores reales de dichos parámetros.

En este capítulo se detallará el bucle interno, mientras que en el capítulo 6 se aborda el control del bucle externo.

4.2. Diseño del control del sistema. Bucle interno

El diseño del control del bucle interno adaptativo, a diferencia de lo realizado en el controlador PI descrito en el capítulo 3, se basará en el uso de consideraciones geométricas en el plano de control $\alpha\beta$. Este diseño aporta más claridad al concepto de punto de equilibrio.

En la figura 4.2 se muestran los posibles estados de los transistores de potencia en coordenadas $\alpha\beta$, y en la tabla 4.1 se muestran dichos estados con los valores numéricos.

Haciendo uso de los estados posibles de los transistores, el control deberá realizar una serie de acciones con idea de mantener la tensión DC y las potencias del convertidor dentro de unos límites determinados. A continuación se describen los objetivos de control, que son concretamente dos:

- La potencia activa instantánea p y la potencia reactiva instantánea q , deben

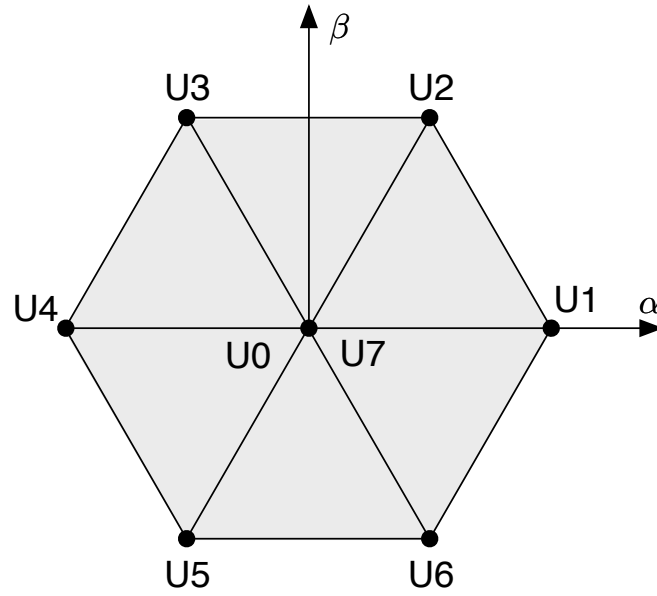


Figura 4.2: Estado de los transistores en coordenadas $\alpha\beta$

Estado	u_α	u_β
U0	0	0
U1	$2\sqrt{\frac{2}{3}}$	0
U2	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	$\sqrt{2}$
U3	$-\sqrt{\frac{2}{3}}$	$\sqrt{2}$
U4	$-2\sqrt{\frac{2}{3}}$	0
U5	$-\sqrt{\frac{2}{3}}$	$-\sqrt{2}$
U6	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	$-\sqrt{2}$
U7	0	0

Tabla 4.1: Valores de los diferentes estados de los transistores

seguir a sus referencias p^* y q^* respectivamente.

- La tensión del DC-Link debe seguir a su referencia V_{dc}^* .

De este modo, los objetivos de control se pueden resumir en:

$$p \longrightarrow p^* \quad (4.3)$$

$$q \longrightarrow q^* \quad (4.4)$$

$$V_{dc} \longrightarrow V_{dc}^* \quad (4.5)$$

Dada la naturaleza y dinámica de las variables en juego, el control propuesto para el sistema (4.1) y (4.2) se compone de dos bucles de control anidados. El bucle de control interno (o rápido) es en el que intervienen el control de la potencia, mientras que el bucle de control externo (o lento) es el encargado de mantener controlada la tensión del DC-Link V_{dc} . Éste último bucle externo se detalla en el capítulo 6 y es común a todos los controladores realizados en esta tesis.

4.2.1. Control de la potencia instantánea

Dadas las potencias instantáneas de referencia p^* y q^* , el objetivo de este control es el de llevar las potencias instantáneas p y q , a dichas referencias, respectivamente. Se supondrá que la dinámica de la tensión de continua V_{dc} es muy lenta comparada con la dinámica de las tensiones y corrientes de red (y por consecuencia de las potencias activa y reactiva), de manera que la tensión de continua se puede considerar constante.

Se hará uso de las expresiones de p y q ya definidas en el apartado 3.2:

$$p = v_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} \quad (4.6)$$

$$q = v_{\alpha\beta}^T J i_{\alpha\beta} \quad (4.7)$$

Al igual que se ha realizado en el apartado 3.2, se van a relacionar las ecuaciones (4.6) y (4.7), con las ecuaciones del sistema (4.1) y (4.2). Para ello se parte de las derivadas de las potencias también desarrolladas en el apartado 3.2 (ecuaciones (3.8) y (3.11)):

$$L \frac{dp}{dt} = |v_{\alpha\beta}|^2 - L \omega q - R p - v_{\alpha\beta}^T u_{\alpha\beta} \quad (4.8)$$

$$L \frac{dq}{dt} = L \omega p - R q - v_{\alpha\beta}^T J u_{\alpha\beta} \quad (4.9)$$

Simplificando y agrupando términos, las expresiones de las derivadas de las potencias quedan:

$$L \frac{dp}{dt} = v_{\alpha\beta}^T \left(\left(1 - \frac{L \omega q + R p}{|v_{\alpha\beta}|^2} \right) v_{\alpha\beta} - u_{\alpha\beta} \right) \quad (4.10)$$

$$L \frac{dq}{dt} = v_{\alpha\beta}^T J \left(-\frac{L \omega p - R q}{|v_{\alpha\beta}|^2} J v_{\alpha\beta} - u_{\alpha\beta} \right) \quad (4.11)$$

El lugar geométrico de los puntos en el plano de control en coordenadas $\alpha\beta$, en los que se cumple que estas derivadas son constantes ($L \frac{dp}{dt} = m_1$ y $L \frac{dq}{dt} = m_2$), tienen las siguientes expresiones:

$$u_{\alpha\beta} \Big|_{L \frac{dp}{dt} = m_1} = \left(1 - \frac{L \omega q + R p}{|v_{\alpha\beta}|^2} - \frac{m_1}{|v_{\alpha\beta}|^2} \right) v_{\alpha\beta} + c_1 J v_{\alpha\beta} \quad (4.12)$$

$$u_{\alpha\beta} \Big|_{L \frac{dq}{dt} = m_2} = \left(-\frac{L \omega p - R q}{|v_{\alpha\beta}|^2} + \frac{m_2}{|v_{\alpha\beta}|^2} \right) J v_{\alpha\beta} + c_2 v_{\alpha\beta} \quad (4.13)$$

donde c_1 y c_2 son constantes arbitrarias con las que se generan unas rectas que dividen el plano de control en unas zonas o subespacios, denominados ORS (del inglés Output Regulation Subspaces, que fueron presentados en [1]). Por tanto las zonas ORS dividen el plano $\alpha\beta$ en cuatro cuadrantes teniendo en

cuenta el signo de la primera derivada de las potencias instantáneas activa y reactiva [2].

La ecuación (4.12) describe la recta cuyos puntos son de derivada de potencia activa instantánea constante ($L \frac{dp}{dt} = m1$). De igual forma, la ecuación (4.13) describe los puntos de la recta en los que la derivada de potencia reactiva instantánea es constante ($L \frac{dq}{dt} = m2$).

En régimen permanente, cuando las potencias p y q hayan alcanzado a sus referencias p^* y q^* (suponiendo constantes o lentamente variantes éstas últimas) existe un punto de equilibrio que se puede calcular haciendo cero las constantes $m1$ y $m2$, e igualando las expresiones (4.12) y (4.13) (se trata por tanto de resolver el punto de corte de las dos rectas):

$$\begin{aligned} u_{\alpha\beta} \Big|_{L \frac{dp}{dt}=L \frac{dq}{dt}=0} &= u_{\alpha\beta}^{eq} = c1 J v_{\alpha\beta} + \left(1 - \frac{L \omega q + R p}{|v_{\alpha\beta}|^2}\right) v_{\alpha\beta} = \\ &= -\frac{L \omega p - R q}{|v_{\alpha\beta}|^2} J v_{\alpha\beta} + c2 v_{\alpha\beta} \end{aligned} \quad (4.14)$$

Dado que esta expresión está compuesta por vectores perpendiculares $v_{\alpha\beta}$ y $J v_{\alpha\beta}$, la única solución se da cuando las constantes $c1$ y $c2$ son respectivamente:

$$c1 \Big|_{L \frac{dp}{dt}=L \frac{dq}{dt}=0} = -\frac{L \omega p - R q}{|v_{\alpha\beta}|^2} \quad (4.15)$$

$$c2 \Big|_{L \frac{dp}{dt}=L \frac{dq}{dt}=0} = \left(1 - \frac{L \omega q + R p}{|v_{\alpha\beta}|^2}\right) \quad (4.16)$$

quedando por tanto el punto de equilibrio como:

$$u_{\alpha\beta} \Big|_{L \frac{dp}{dt}=L \frac{dq}{dt}=0} = u_{\alpha\beta}^{eq} = \left(1 - \frac{L \omega q + R p}{|v_{\alpha\beta}|^2}\right) v_{\alpha\beta} - \frac{L \omega p - R q}{|v_{\alpha\beta}|^2} J v_{\alpha\beta} \quad (4.17)$$

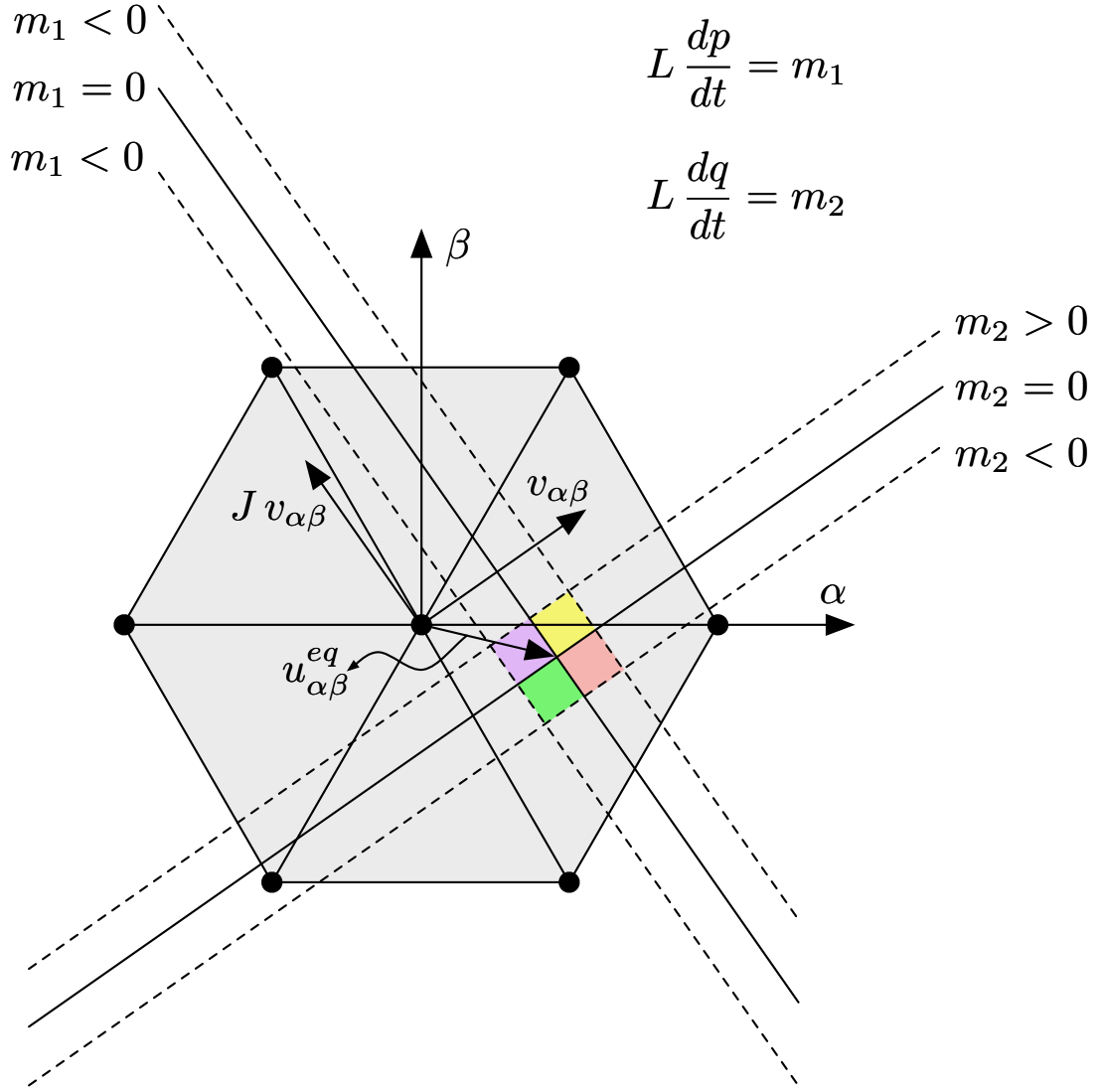


Figura 4.3: Lugar geométricos de los puntos en los que las derivadas de las potencias son constantes.

En la figura 4.3 se muestran los lugares geométricos de los puntos en los que las derivadas de las potencias p y q son constantes. A su vez, en la figura 4.4 se muestra el punto de equilibrio y las zonas o subespacios de control (ORS), en los de que las derivadas de las potencias poseen signos positivos o negativos.

Si se reordena la ecuación (4.17), se pueden observar algunos detalles del punto de equilibrio que a continuación se destacan:

$$u_{\alpha\beta} \Big|_{L \frac{dp}{dt} = L \frac{dq}{dt} = 0} = u_{\alpha\beta}^{eq} = v_{\alpha\beta} - \frac{L \omega q + R p}{|v_{\alpha\beta}|^2} v_{\alpha\beta} - \frac{L \omega p - R q}{|v_{\alpha\beta}|^2} J v_{\alpha\beta} \quad (4.18)$$

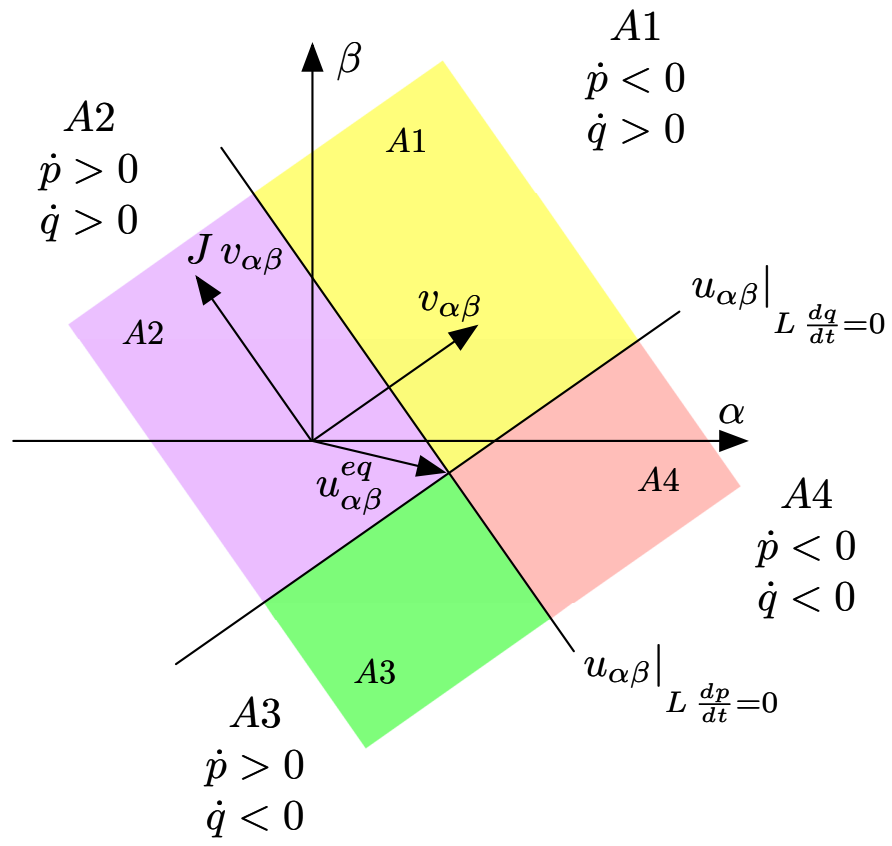


Figura 4.4: Punto de equilibrio y subespacios de control (ORS)

El primer término es la propia tensión de la red $v_{\alpha\beta}$. Esto resulta obvio en el caso de funcionamiento en vacío, en el que las potencias p y q son cero. El punto de equilibrio en este caso sería evidentemente la tensión de red $v_{\alpha\beta}$ para que no circule corriente por las bobinas del equipo, y de ese modo las potencias serían nulas.

El segundo término es un vector colineal con la tensión de red $v_{\alpha\beta}$, cuyo módulo es proporcional a la caída de tensión en la inductancia debida a la corriente reactiva y a la caída de tensión en la resistencia de pérdidas debida a la corriente activa.

Y por último, el tercer término es dual al anterior, es decir, un vector en cuadratura con la tensión de red $v_{\alpha\beta}$, cuyo módulo es proporcional a la caída de tensión en la inductancia debida a la corriente activa y a la caída de tensión en la resistencia de pérdidas debida a la corriente reactiva.

Una vez establecida la expresión del punto de equilibrio, mediante la ecuación (4.17), y determinadas las cuatro zonas de control denominadas A1, A2, A3 y A4 en la figura 4.4, se detalla a continuación la elección del vector de conmutación para que se cumpla el objetivo del control. Para ello se definen los errores de potencia como:

$$\tilde{p} \triangleq p - p^* \quad (4.19)$$

$$\tilde{q} \triangleq q - q^* \quad (4.20)$$

El estado de los transistores deberá ser elegido de entre los posibles estados que estén en el interior del subespacio definido por el signo de los errores de potencia. En la tabla 4.2 se muestra el subespacio en función de los errores de potencia, mientras que en la figura 4.5 se muestran los estados de los transistores disponibles para cada subespacio en un instante determinado.

Este algoritmo básico presenta algunas desventajas, cuando se dan ciertos casos:

- No siempre hay un único estado de los transistores disponible. Por ejemplo, en la figura 4.5 el subespacio A2 dispone de 5 estados posibles (U0, U3, U4,

\tilde{p}	\tilde{q}	Subespacio
> 0	< 0	A1
< 0	< 0	A2
< 0	> 0	A3
> 0	> 0	A4

Tabla 4.2: Selección del subespacio en función de los errores de potencia

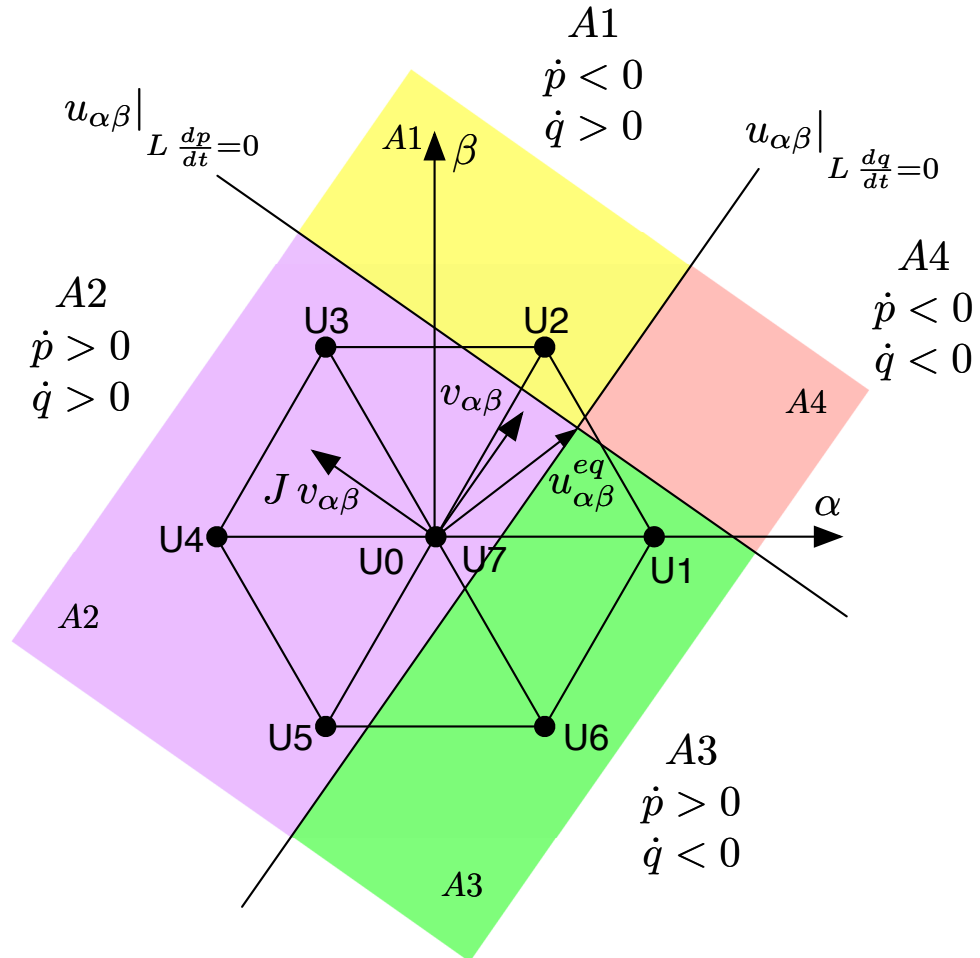


Figura 4.5: Estados de los transistores disponibles para cada subespacio

\tilde{p}	\tilde{q}	Subespacio	Vector de referencia
> 0	< 0	A1	$u_{\alpha\beta} = u_{\alpha\beta}^{eq} + k_1 v_{\alpha\beta} + k_2 J v_{\alpha\beta}$
< 0	< 0	A2	$u_{\alpha\beta} = u_{\alpha\beta}^{eq} - k_1 v_{\alpha\beta} + k_2 J v_{\alpha\beta}$
< 0	> 0	A3	$u_{\alpha\beta} = u_{\alpha\beta}^{eq} - k_1 v_{\alpha\beta} - k_2 J v_{\alpha\beta}$
> 0	> 0	A4	$u_{\alpha\beta} = u_{\alpha\beta}^{eq} + k_1 v_{\alpha\beta} - k_2 J v_{\alpha\beta}$

Tabla 4.3: Vector de referencia en función de los errores de potencia

U5 y U7).

- Es posible que no haya ningún estado de los transistores disponible. Por ejemplo, en la misma figura 4.5 el subespacio A4 no dispone de ningún estado.

Con idea de solventar estos inconvenientes, se ve la necesidad de definir un vector de referencia (que será combinación de varios estados) que garantice en cualquier condición la elección correcta del subespacio. Esto se realizará usando una técnica de modulación PWM o SVM. El vector de referencia $u_{\alpha\beta}$ se calculará a partir del punto de equilibrio $u_{\alpha\beta}^{eq}$, al que se le sumarán un vector proporcional a $v_{\alpha\beta}$ y otro vector proporcional a $J v_{\alpha\beta}$. En función del subespacio, estos vectores serán sumados o restados al punto de equilibrio $u_{\alpha\beta}^{eq}$ para obtener el vector de referencia $u_{\alpha\beta}$.

Como ejemplo se va a desarrollar el caso del subespacio A1. En este caso, para asegurar que el vector de referencia sigue estando en el mismo subespacio A1, se definen dos coeficientes positivos k_1 y k_2 que sumarán unos vectores al punto de equilibrio de la siguiente forma:

$$u_{\alpha\beta} = u_{\alpha\beta}^{eq} + k_1 v_{\alpha\beta} + k_2 J v_{\alpha\beta} \quad (4.21)$$

En la figura 4.6 se muestra como se construye el vector de referencia $u_{\alpha\beta}$ y se puede observar que dicho vector siempre estará en el subespacio A1 si está definido como se ha descrito en la ecuación (4.21).

Siguiendo el mismo concepto, se pueden definir los vectores de referencia $u_{\alpha\beta}$ para cada uno de los subespacios. En la tabla 4.3 se detallan los vectores de referencia para cada uno de los cuatro subespacios.

Cabe realizar una mejora (desde el punto de vista computacional, no

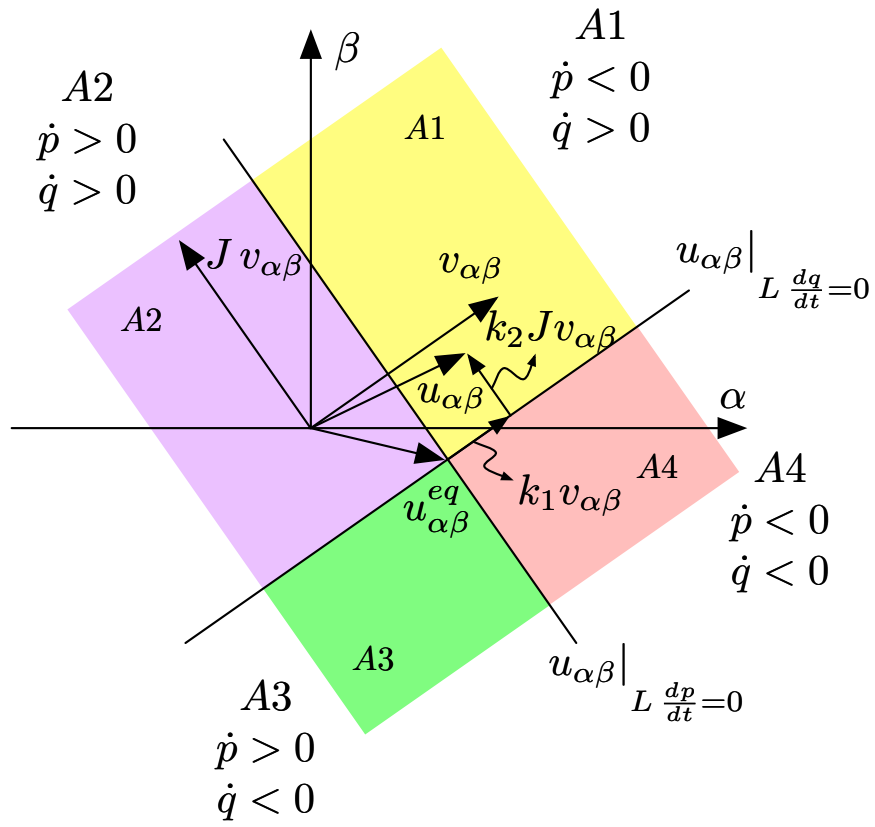


Figura 4.6: Vector de referencia para el subespacio A1

conceptual) si se atiende a los signos de los errores de potencia y los signos que acompañan a los valores k_1 y k_2 . En efecto, el signo que acompaña a k_1 es el mismo que el signo del error de potencia activa \tilde{p} , mientras que el signo que acompaña a k_2 es el contrario que el signo del error de potencia reactiva \tilde{q} . Por tanto, si se sustituyen los signos, y k_1 y k_2 por:

$$k_1 \triangleq \frac{k_p}{|v_{\alpha\beta}|^2} \tilde{p} \quad (4.22)$$

$$k_2 \triangleq \frac{k_q}{|v_{\alpha\beta}|^2} \tilde{q} \quad (4.23)$$

siendo k_p y k_q dos constantes positivas, las expresiones del vector de referencia de la tabla 4.3, se reducen a:

$$u_{\alpha\beta} = u_{\alpha\beta}^{eq} + k_p \tilde{p} \frac{v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} - k_q \tilde{q} \frac{J v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} \quad (4.24)$$

estando $u_{\alpha\beta}^{eq}$ definida por la ecuación (4.18).

De esta forma queda determinado el vector de referencia $u_{\alpha\beta}$ que se deberá modular con alguna técnica de modulación (PWM o SVM).

Sustituyendo el vector de referencia dado por la ecuación (4.24) en las ecuaciones 4.8 y 4.9 que describen la dinámica de las potencias, resulta:

$$L \frac{dp}{dt} = -k_p \tilde{p} \quad (4.25)$$

$$L \frac{dq}{dt} = -k_q \tilde{q} \quad (4.26)$$

En el caso del régimen permanente se supondrá que las referencias de potencia son constantes, o lentamente variantes, y por tanto:

$$L \frac{dp^*}{dt} = 0 \quad (4.27)$$

$$L \frac{dq^*}{dt} = 0 \quad (4.28)$$

Introduciendo (4.27) y (4.28) en (4.25) y (4.26) respectivamente, se obtiene:

$$L \frac{d\tilde{p}}{dt} = -k_p \tilde{p} \quad (4.29)$$

$$L \frac{d\tilde{q}}{dt} = -k_q \tilde{q} \quad (4.30)$$

Estas ecuaciones (4.29) y (4.30) ponen de manifiesto que los errores de potencia activa y reactiva tienden a cero con el tiempo.

4.2.2. Ley adaptativa

El control planteado en el apartado 4.2.1 viene determinado por el cálculo del vector de referencia como:

$$u_{\alpha\beta} = u_{\alpha\beta}^{eq} + \frac{k_p}{|v_{\alpha\beta}|^2} \tilde{p} v_{\alpha\beta} - \frac{k_q}{|v_{\alpha\beta}|^2} \tilde{q} J v_{\alpha\beta} \quad (4.24)$$

siendo

$$u_{\alpha\beta}^{eq} = v_{\alpha\beta} - \frac{X q + R p}{|v_{\alpha\beta}|^2} v_{\alpha\beta} - \frac{X p - R q}{|v_{\alpha\beta}|^2} J v_{\alpha\beta} \quad (4.18)$$

donde se ha usado la definición $X \triangleq L\omega$.

Atendiendo a estas expresiones, para el cálculo del vector de referencia

es necesario conocer exactamente los valores X y R . Con idea de hacer al sistema insensible al valor exacto de los parámetros X y R , se va a proponer una ley adaptativa para la estimación de dichos parámetros.

En vez de la expresión (4.18), se usará:

$$u_{\alpha\beta}^{eq} = v_{\alpha\beta} - \frac{\hat{X} q + \hat{R} p}{|v_{\alpha\beta}|^2} v_{\alpha\beta} - \frac{\hat{X} p - \hat{R} q}{|v_{\alpha\beta}|^2} J v_{\alpha\beta} \quad (4.31)$$

donde se han definido \hat{X} y \hat{R} como los valores estimados de los parámetros X y R .

Por lo tanto, sustituyendo (4.31) en (3.8) y (3.11), las expresiones de las dinámicas de los errores de la potencia quedarían de la forma:

$$L \frac{d\tilde{p}}{dt} = -k_p \tilde{p} + \tilde{X} q + \tilde{R} p \quad (4.32)$$

$$L \frac{d\tilde{q}}{dt} = -k_q \tilde{q} - \tilde{X} p + \tilde{R} q \quad (4.33)$$

donde se han definido los errores de los parámetros como:

$$\tilde{X} \triangleq \hat{X} - X \quad (4.34)$$

$$\tilde{R} \triangleq \hat{R} - R \quad (4.35)$$

Para la estimación de los parámetros se propone la siguiente función H definida positiva de Lyapunov:

$$H = \frac{1}{2} L \tilde{p}^2 + \frac{1}{2} L \tilde{q}^2 + \frac{p^{*2} + q^{*2}}{2 \gamma_x} \tilde{X}^2 + \frac{p^{*2} + q^{*2}}{2 \gamma_R} \tilde{R}^2 > 0 \quad (4.36)$$

Derivando la función H , se obtiene:

$$\frac{dH}{dt} = L \tilde{p} \frac{d\tilde{p}}{dt} + L \tilde{q} \frac{d\tilde{q}}{dt} + \frac{p^{*2} + q^{*2}}{\gamma_x} \tilde{X} \frac{d\tilde{X}}{dt} + \frac{p^{*2} + q^{*2}}{\gamma_R} \tilde{R} \frac{d\tilde{R}}{dt} \quad (4.37)$$

donde se han definido γ_x y γ_R como dos constantes de ajuste positivas.

Sustituyendo las expresiones de las dinámicas de los errores de las potencias (4.32) y (4.33):

$$\frac{dH}{dt} = -k_p \tilde{p}^2 - k_q \tilde{q}^2 + \tilde{X} \left(\tilde{p} q - \tilde{q} p + \frac{p^{*2} + q^{*2}}{\gamma_x} \frac{d\tilde{X}}{dt} \right) + \tilde{R} \left(\tilde{p} p + \tilde{q} q + \frac{p^{*2} + q^{*2}}{\gamma_R} \frac{d\tilde{R}}{dt} \right) \quad (4.38)$$

Si se usan las siguientes expresiones:

$$\frac{d\tilde{X}}{dt} = -\gamma_x \frac{\tilde{p} q - \tilde{q} p}{p^{*2} + q^{*2}} \quad (4.39)$$

$$\frac{d\tilde{R}}{dt} = -\gamma_R \frac{\tilde{p} p + \tilde{q} q}{p^{*2} + q^{*2}} \quad (4.40)$$

la ecuación (4.38) quedaría como:

$$\frac{dH}{dt} = -k_p \tilde{p}^2 - k_q \tilde{q}^2 \leq 0 \quad (4.41)$$

Por el teorema de Lasalle, si una función es definida positiva ($H > 0$), y su derivada es semidefinida negativa ($\frac{dH}{dt} \leq 0$), entonces la función H es asintóticamente estable. Dado que k_p y k_q son constantes positivas y la derivada de H tiende a cero $\frac{dH}{dt} \rightarrow 0$ por ser asintóticamente estable, se concluye que los errores de las potencias deben tender a cero $\tilde{p} \rightarrow 0$ y $\tilde{q} \rightarrow 0$. Con esto, de las expresiones (4.39) y (4.40) se puede obtener que:

$$\frac{d\tilde{X}}{dt} \rightarrow 0 \Rightarrow \tilde{X} = cte \quad (4.42)$$

$$\frac{d\tilde{R}}{dt} \rightarrow 0 \Rightarrow \tilde{R} = cte \quad (4.43)$$

Además, de las ecuaciones (4.32) y (4.33), si se hace $\tilde{p} \rightarrow 0$ y $\tilde{q} \rightarrow 0$, se obtiene que los errores de los parámetros también tienden a cero $\tilde{X} \rightarrow 0$ y $\tilde{R} \rightarrow 0$.

Finalmente, si se toma en consideración que los parámetros X y R son constantes o que varían muy lentamente con el tiempo:

$$\frac{d\tilde{X}}{dt} = \frac{d\hat{X}}{dt} \quad (4.44)$$

$$\frac{d\tilde{R}}{dt} = \frac{d\hat{R}}{dt} \quad (4.45)$$

con lo que las expresiones de los estimadores quedarían como:

$$\frac{d\hat{X}}{dt} = -\gamma_x \frac{\tilde{p}q - \tilde{q}p}{p^{*2} + q^{*2}} \quad (4.46)$$

$$\frac{d\hat{R}}{dt} = -\gamma_R \frac{\tilde{p}p + \tilde{q}q}{p^{*2} + q^{*2}} \quad (4.47)$$

Hay que hacer notar que estas expresiones de los estimadores no tienen validez cuando las dos referencias son iguales a cero ($p^{*2} + q^{*2} = 0$). Justo en el arranque del equipo, las referencias son cero o muy pequeñas, y por tanto para esos primeros instantes de funcionamiento, hay que tener la precaución de limitar el resultado las expresiones de los estimadores.

Finalmente, en la figura 4.7 se puede observar todo el control descrito en este apartado junto con las ecuaciones usadas en cada uno de los bloques.

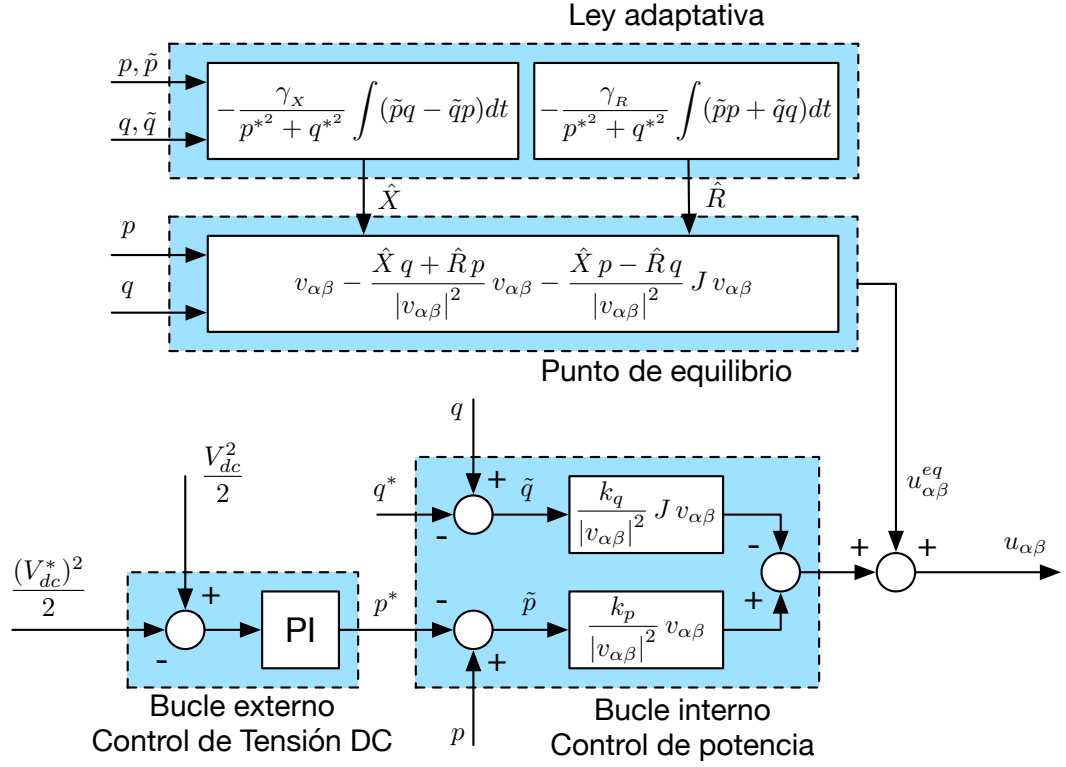


Figura 4.7: Diagrama de bloques detallado del control DPC Adaptativo

4.3. Ajuste del bucle interno

Como se ha visto en los apartados 4.2.1 y 4.2.2, el controlador propuesto consta de cuatro constantes de diseño, dos para las dinámicas de los errores de las potencias instantáneas k_p y k_q , y dos para los errores de los parámetros del sistema estimados γ_X y γ_R .

Para el ajuste es necesario considerar las dinámicas de los errores en los parámetros estimados (4.46) y (4.47), y las dinámicas de los errores en las potencias instantáneas cuando los parámetros X y R son estimados (4.32) y (4.33).

$$\frac{d\tilde{X}}{dt} = -\gamma_X \frac{\tilde{p}q - \tilde{q}p}{p^{*2} + q^{*2}} \quad (4.46)$$

$$\frac{d\tilde{R}}{dt} = -\gamma_R \frac{\tilde{p}p + \tilde{q}q}{p^{*2} + q^{*2}} \quad (4.47)$$

$$L \frac{d\tilde{p}}{dt} = -k_p \tilde{p} + \tilde{X} q + \tilde{R} p \quad (4.32)$$

$$L \frac{d\tilde{q}}{dt} = -k_q \tilde{q} - \tilde{X} p + \tilde{R} q \quad (4.33)$$

Se ha usado el hecho de que los parámetros reales de la máquina serán constantes o lentamente variables:

$$\frac{d\tilde{X}}{dt} = \frac{d\hat{X}}{dt} \quad (4.48)$$

$$\frac{d\tilde{R}}{dt} = \frac{d\hat{R}}{dt} \quad (4.49)$$

Las ecuaciones (4.46), (4.47), (4.32) y (4.33) forman un sistema de ecuaciones diferenciales de primer orden no lineal, cuya solución analítica plantea una gran dificultad. Para obtener un ajuste lo más preciso posible, se planteará en primer lugar una linealización de las ecuaciones y se estudiará el rango de validez que esto supone. Posteriormente se propondrá una mejora con idea de extender el rango de precisión de las ecuaciones aproximadas.

4.3.1. Linealización del sistema de ecuaciones

Dadas las ecuaciones (4.46), (4.47), (4.32) y (4.33), se usarán las expresiones de $\tilde{p} = p - p^*$ y $\tilde{q} = q - q^*$, y se aplicarán pequeños incrementos a las cuatro incógnitas:

$$\tilde{X} = \tilde{X}_0 + \Delta\tilde{X} \quad (4.50)$$

$$\tilde{R} = \tilde{R}_0 + \Delta\tilde{R} \quad (4.51)$$

$$\tilde{p} = \tilde{p}_0 + \Delta\tilde{p} \quad (4.52)$$

$$\tilde{q} = \tilde{q}_0 + \Delta\tilde{q} \quad (4.53)$$

donde \tilde{X}_0 , \tilde{R}_0 , \tilde{p}_0 y \tilde{q}_0 son los valores de equilibrio y $\Delta\tilde{X}$, $\Delta\tilde{R}$, $\Delta\tilde{p}$ y $\Delta\tilde{q}$ son los incrementos de las variables. Dado que las cuatro incógnitas \tilde{X} , \tilde{R} , \tilde{p} y \tilde{q} representan errores, sus valores iniciales previos al cambio de referencia los supondremos nulos ($\tilde{X}_0 = 0$, $\tilde{R}_0 = 0$, $\tilde{p}_0 = 0$ y $\tilde{q}_0 = 0$).

El sistema de ecuaciones puede ser reescrito en función de pequeños incrementos como sigue:

$$\frac{d\Delta\tilde{X}}{dt} = -\gamma_x \frac{\Delta\tilde{p} (\Delta\tilde{q} + q^*) - \Delta\tilde{q} (\Delta\tilde{p} + p^*)}{p^{*2} + q^{*2}} \quad (4.54)$$

$$\frac{d\Delta\tilde{R}}{dt} = -\gamma_R \frac{\Delta\tilde{p} (\Delta\tilde{p} + p^*) + \Delta\tilde{q} (\Delta\tilde{q} + q^*)}{p^{*2} + q^{*2}} \quad (4.55)$$

$$L \frac{d\Delta\tilde{p}}{dt} = -k_p \Delta\tilde{p} + \Delta\tilde{X} (\Delta\tilde{q} + q^*) + \Delta\tilde{R} (\Delta\tilde{p} + p^*) \quad (4.56)$$

$$L \frac{d\Delta\tilde{q}}{dt} = -k_q \Delta\tilde{q} - \Delta\tilde{X} (\Delta\tilde{p} + p^*) + \Delta\tilde{R} (\Delta\tilde{q} + q^*) \quad (4.57)$$

Ahora bien, para linealizar el sistema los productos entre incrementos se supondrán de un orden de magnitud muy inferior y se despreciarán, quedando:

$$\frac{d\Delta\tilde{X}}{dt} = -\gamma_x \frac{p^* \Delta\tilde{q} - q^* \Delta\tilde{p}}{p^{*2} + q^{*2}} \quad (4.58)$$

$$\frac{d\Delta\tilde{R}}{dt} = -\gamma_R \frac{p^* \Delta\tilde{p} + q^* \Delta\tilde{q}}{p^{*2} + q^{*2}} \quad (4.59)$$

$$L \frac{d\Delta\tilde{p}}{dt} = -k_p \Delta\tilde{p} + q^* \Delta\tilde{X} + p^* \Delta\tilde{R} \quad (4.60)$$

$$L \frac{d\Delta\tilde{q}}{dt} = -k_q \Delta\tilde{q} - p^* \Delta\tilde{X} + q^* \Delta\tilde{R} \quad (4.61)$$

Este sistema ya tiene solución analítica, pero todavía resulta bastante complicada. Si se hace que las constantes de control para las potencias y estimadores sean iguales ($k_q = k_p$ y $\gamma_x = \gamma_R$), lo cual es muy habitual además de ser lógico ya que normalmente se querrán que las dinámicas de la potencia activa y reactiva sean iguales, la solución se simplifica significativamente:

$$\Delta\tilde{p} = \Delta p^* \frac{k_2 e^{-\frac{k_2}{L} t} - k_1 e^{-\frac{k_1}{L} t}}{k_1 - k_2} \quad (4.62)$$

$$\Delta\tilde{q} = \Delta q^* \frac{k_2 e^{-\frac{k_2}{L} t} - k_1 e^{-\frac{k_1}{L} t}}{k_1 - k_2} \quad (4.63)$$

$$\Delta \tilde{R} = \gamma_R L \frac{p^* \Delta p^* + q^* \Delta q^*}{p^{*2} + q^{*2}} \frac{e^{-\frac{k_2}{L} t} - e^{-\frac{k_1}{L} t}}{k_1 - k_2} \quad (4.64)$$

$$\Delta \tilde{X} = \gamma_R L \frac{p^* \Delta q^* - q^* \Delta p^*}{p^{*2} + q^{*2}} \frac{e^{-\frac{k_2}{L} t} - e^{-\frac{k_1}{L} t}}{k_1 - k_2} \quad (4.65)$$

donde Δp^* y Δq^* son los incrementos de las potencias de referencias (las cuales provienen de las condiciones iniciales), y donde se definen k_1 y k_2 de la siguiente forma:

$$k_1 = \frac{k_p + \sqrt{k_p^2 - 4\gamma_R L}}{2} \quad (4.66)$$

$$k_2 = \frac{k_p - \sqrt{k_p^2 - 4\gamma_R L}}{2} \quad (4.67)$$

k_1 y k_2 están relacionadas con las constantes de tiempo de las exponenciales de la solución. Ambas constantes son reales y positivas, siempre y cuando se cumpla la condición:

$$k_p^2 > 4\gamma_R L \quad (4.68)$$

lo cual nos da una primera restricción a la hora de elegir las constantes k_p y γ_R . Además, dadas las expresiones de k_1 y k_2 , y dada la restricción anterior, se deduce fácilmente que $k_1 > k_2$. Definamos una constante real positiva denominada $n \in R$ de forma que $n > 1$:

$$k_1 = n k_2 \quad (4.69)$$

Las ecuaciones de la solución quedarían expresadas de una forma más compacta:

$$\Delta \tilde{p} = \Delta p^* \left(c_1 e^{-\frac{k_1}{nL} t} - (1 + c_1) e^{-\frac{k_1}{L} t} \right) \quad (4.70)$$

$$\Delta \tilde{q} = \Delta q^* \left(c_1 e^{-\frac{k_1}{nL} t} - (1 + c_1) e^{-\frac{k_1}{L} t} \right) \quad (4.71)$$

$$\Delta \tilde{R} = \gamma_R L \frac{1 + c_1}{k_1} \frac{p^* \Delta p^* + q^* \Delta q^*}{p^{*2} + q^{*2}} \left(e^{-\frac{k_1}{nL} t} - e^{-\frac{k_1}{L} t} \right) \quad (4.72)$$

$$\Delta \tilde{X} = \gamma_R L \frac{1 + c_1}{k_1} \frac{p^* \Delta q^* - q^* \Delta p^*}{p^{*2} + q^{*2}} \left(e^{-\frac{k_1}{nL} t} - e^{-\frac{k_1}{L} t} \right) \quad (4.73)$$

donde c_1 se ha definido como la constante positiva $c_1 = \frac{1}{n-1}$. A partir de ahora y a la vista de estas soluciones, todo el estudio que se haga para la potencia activa p también será de aplicación para la potencia reactiva q .

Se observa en las soluciones que existen dos exponenciales decrecientes, y se ha dispuesto de forma que la primera de ellas es n veces más lenta que la segunda. El ajuste se realizará precisamente con la más lenta que es la que dominará durante la evolución de la potencia. Así pues, para alcanzar en un tiempo $t = T_2 = n T_1$, un error de potencia activa \tilde{p} del 1 % del salto producido en la referencia Δp^* , se cumple:

$$\Delta \tilde{p} \approx \Delta p^* c_1 e^{-\frac{k_1}{nL} T_2} = 0,01 \Delta p^* \quad (4.74)$$

Despejando y operando se obtiene:

$$k_1 = -\frac{nL}{T_2} \ln \left(\frac{0,01}{c_1} \right) \approx \frac{4,6 + \ln(c_1)}{T_1} L \quad (4.75)$$

$$k_2 = \frac{k_1}{n} \approx \frac{L (4,6 + \ln(c_1))}{n T_1} = \frac{4,6 + \ln(c_1)}{T_2} L \quad (4.76)$$

Si se despejan k_p y γ_R en función de k_1 y k_2 de las expresiones (4.66) y (4.67):

$$k_p = k_1 + k_2 = (n + 1) \frac{4,6 - \ln(n - 1)}{T_2} L \quad (4.77)$$

$$\gamma_R = \frac{k_1 k_2}{L} = n \left(\frac{4,6 - \ln(n - 1)}{T_2} \right)^2 L \quad (4.78)$$

Se puede observar que una vez definido el tiempo de establecimiento T_2 , y sabiendo que T_1 será n veces más pequeño que T_2 se obtienen las constantes de control k_p y γ_R . La constante n se ha definido mayor que 1, pero su límite superior viene dado por el 1 %: obsérvese en las ecuaciones anteriores que k_p es positiva sólo si $n < 101$.

También es necesario destacar el hecho de que las constantes de control k_p y γ_R dependen del parámetro L . Por supuesto ese valor inicialmente será desconocido y se tendrá que hacer uso de su valor estimado $\hat{L} = \frac{\hat{X}}{\omega}$, el cual deberá ser inicializado a un valor cercano al real para que desde el arranque el sistema cumpla con el ajuste aquí diseñado.

Falta por definir el criterio para elegir un valor concreto de n . Para ello se muestra en la figura 4.8 una serie de soluciones numéricas para observar la influencia de n sobre la evolución del error de potencia. Se ve que según va aumentando n el valor de la sobreoscilación es menor, y llega un momento en el que la sobreoscilación es inferior al 1 % y por lo tanto deja de tener validez todo este ajuste. Por lo tanto, el límite efectivo para los valores de n es:

$$1 < n < 90,42 \quad (4.79)$$

Este valor máximo de n ha sido calculado hallando el valor que hace que la sobreoscilación sea exactamente el 1 %.

Por otro lado, en la figura 4.9 se representan los valores de sobreoscilación SO en función del valor de n . La sobreoscilación SO se representa en tanto por 1 del salto de referencia Δp^* .

Visto que este ajuste es factible y da bastante información sobre el comportamiento del sistema, se tratará ahora de estimar el rango de funcionamiento aceptable de la aproximación lineal realizada. Para ello, se comparará la solución aportada por la aproximación con la solución numérica.

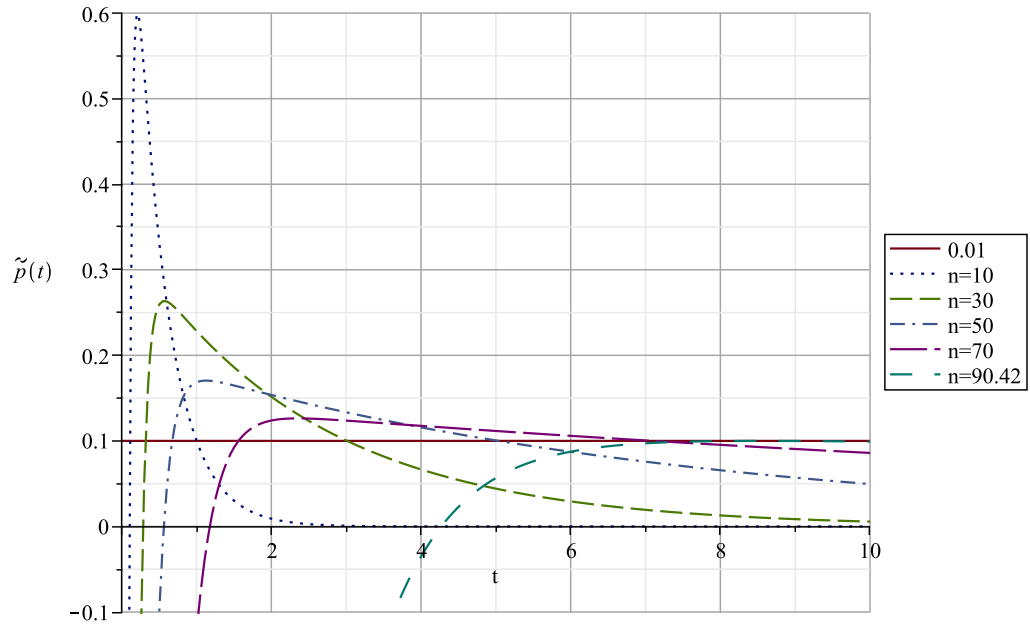


Figura 4.8: Resultado de simulación para varios valores de n , y un salto de referencia de potencia activa de 1000 a 1010 W en $t = 0$ s, siendo cero la referencia de potencia reactiva. $T_1 = 0,1$ s, $L = 1$ mH.

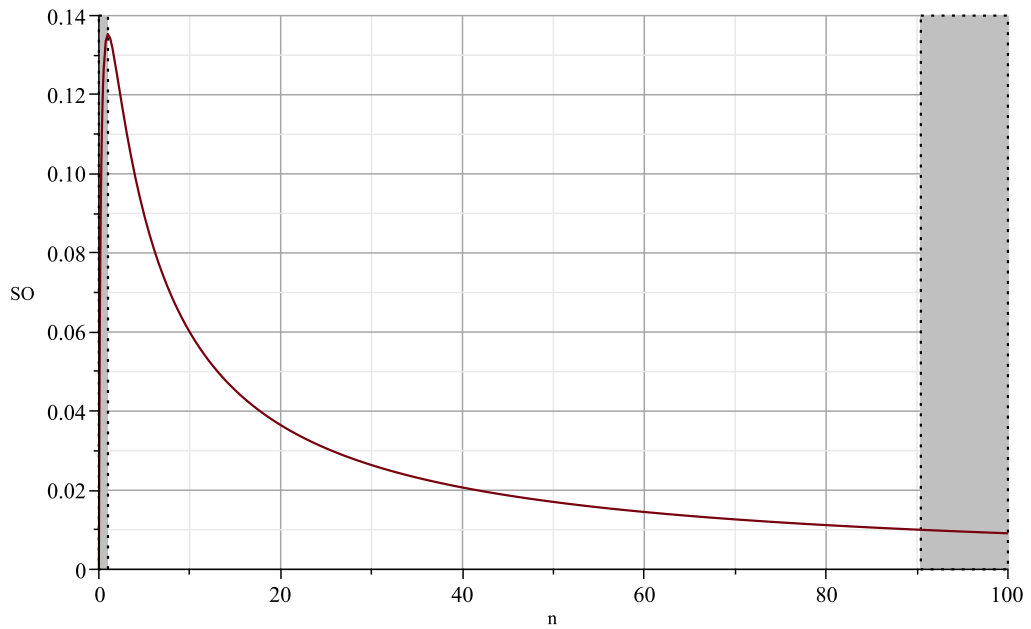


Figura 4.9: Valor de la sobreoscilación SO en tanto por 1 del salto de referencia, en función de n . En gris las zonas no válidas.

Constate	Valor para simulación
L	1 mH
T_1	$0,1\text{ s}$
n	20

Tabla 4.4: Valores de las constantes para simulación

4.3.2. Comparativa entre el sistema linealizado y el sistema real

En este apartado se estudiará el rango de validez del sistema linealizado para poder usarse como ajuste del control. Se mostrarán una serie de simulaciones comparando los resultados obtenidos mediante simulación numérica con los obtenidos a partir de la linealización realizada en el apartado anterior. Para todas las simulaciones se han tomado los valores de la tabla 4.4, y además en el instante $t = 1\text{ s}$ se produce un cambio de referencia (cada figura consta de saltos de referencia distintos).

En la figuras 4.10 y 4.11 se puede apreciar el comportamiento del sistema simulado y la aproximación lineal frente a un salto de referencia de potencia activa desde 10 kW a 11 kW y desde 10 kW a 20 kW, respectivamente, mientras la referencia de potencia reactiva se mantiene a 0. Como conclusión, ante un cambio del 10 % de la referencia, la aproximación lineal es bastante aceptable en este caso y el tiempo ajustado tiene un error del 2,5 %. Por otro lado, ante un cambio del 100 % de la referencia, la aproximación lineal presenta un error del 16,5 % en el tiempo ajustado.

Analicemos otro caso, muy parecido al anterior. Se provoca el mismo cambio en la referencia de potencia, pero ahora la referencia de potencia reactiva no es cero, sino que será igual a 10 kVAr. El resultado se puede observar en la figura 4.12. Todo sigue igual, tenemos una buena aproximación, pero hay un detalle destacable: aparece un acoplamiento en el error de la potencia reactiva \tilde{p} que la aproximación lineal no contempla. Es cierto que se trata de un error muy pequeño, ya que \tilde{q} es en todo momento menor de 1 W frente a los 10 kVAr de referencia (se produce un error menor del 0,01 %). Este hecho, es el que provoca diferencias mayores de las esperadas cuando se dan saltos simultáneos de referencia activa y reactiva, como se hace en la figura 4.13.

En dicha figura 4.13 se realiza un cambio simultáneo de referencia: se pasa de $p^* = 10\text{ kW}$ y $q^* = 10\text{ kVAr}$, a $p^* = 11\text{ kW}$ y $p^* = 20\text{ kW}$. Las variables

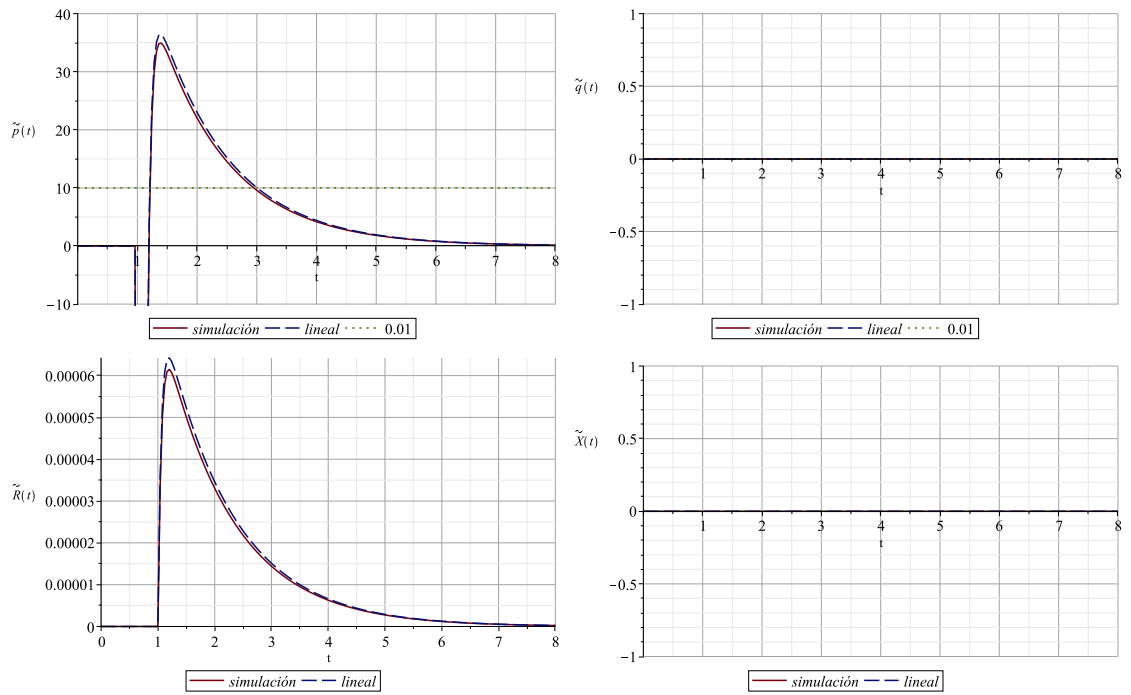


Figura 4.10: Comparativa ante un salto de potencia activa de 10 kW a 11 kW en $t = 1$ s, siendo cero la referencia de potencia reactiva.

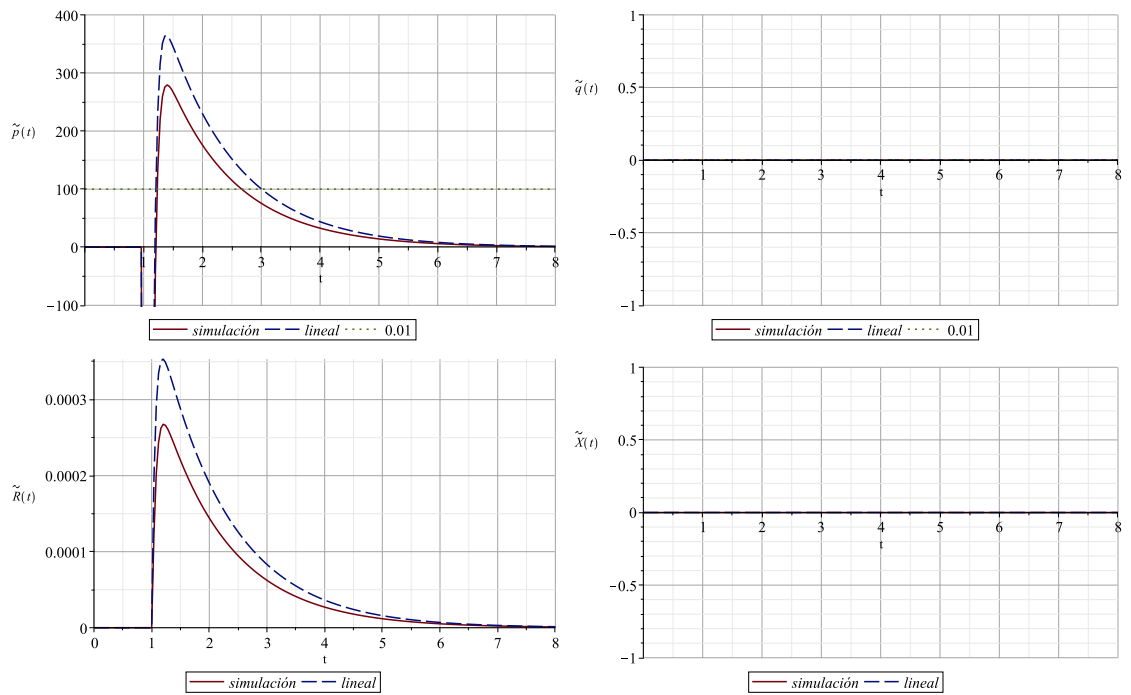


Figura 4.11: Comparativa ante un salto de potencia activa de 10 kW a 20 kW en $t = 1$ s, siendo cero la referencia de potencia reactiva.

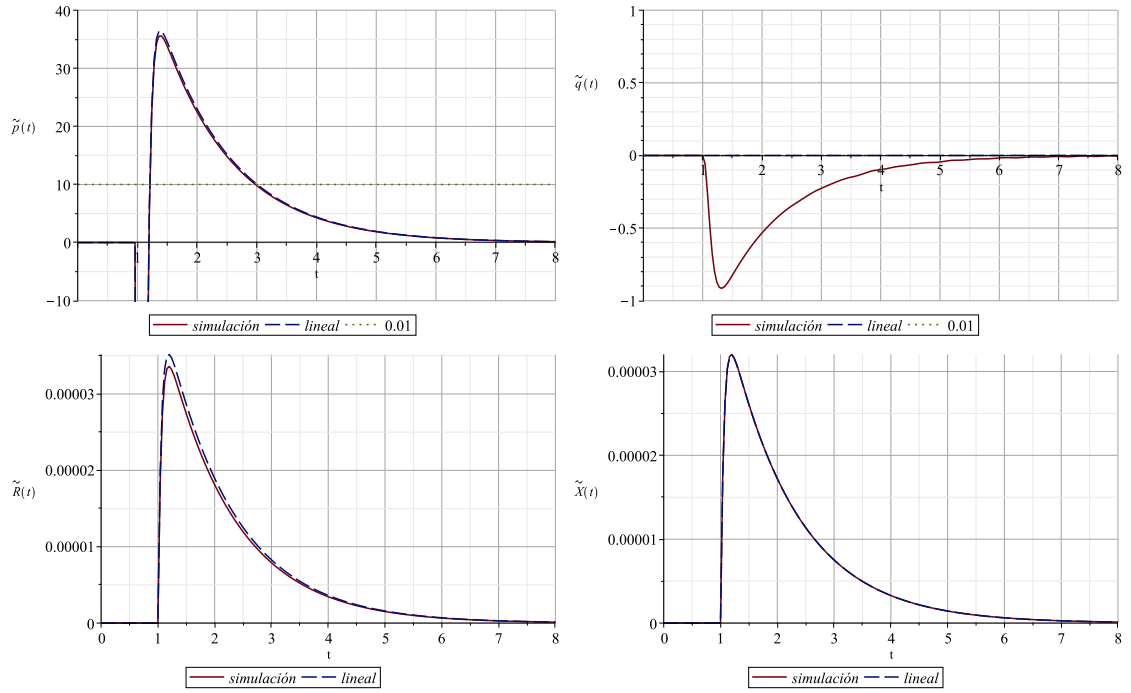


Figura 4.12: Comparativa ante un salto de potencia activa de 10 a 11 kW en $t = 1$ s, siendo la referencia de potencia reactiva igual a 10 kVAr.

se estiman razonablemente bien excepto el error de potencia activa \tilde{p} . El salto producido en la potencia reactiva q es tal que provoca una cancelación total de la sobreoscilación en la potencia activa p .

Esto no puede ser explicado con la aproximación lineal, y por este motivo en el siguiente apartado se ha querido desarrollar una mejora a la solución de las ecuaciones.

4.3.3. Mejora de la aproximación del modelo de diseño

Tomando como base el modelo lineal, se exponen a continuación una serie de casos, en los que progresivamente se va complicando el modelo y se va verificando el ajuste del sistema en distintas condiciones (distintos cambios de referencias tanto de p^* como de q^*).

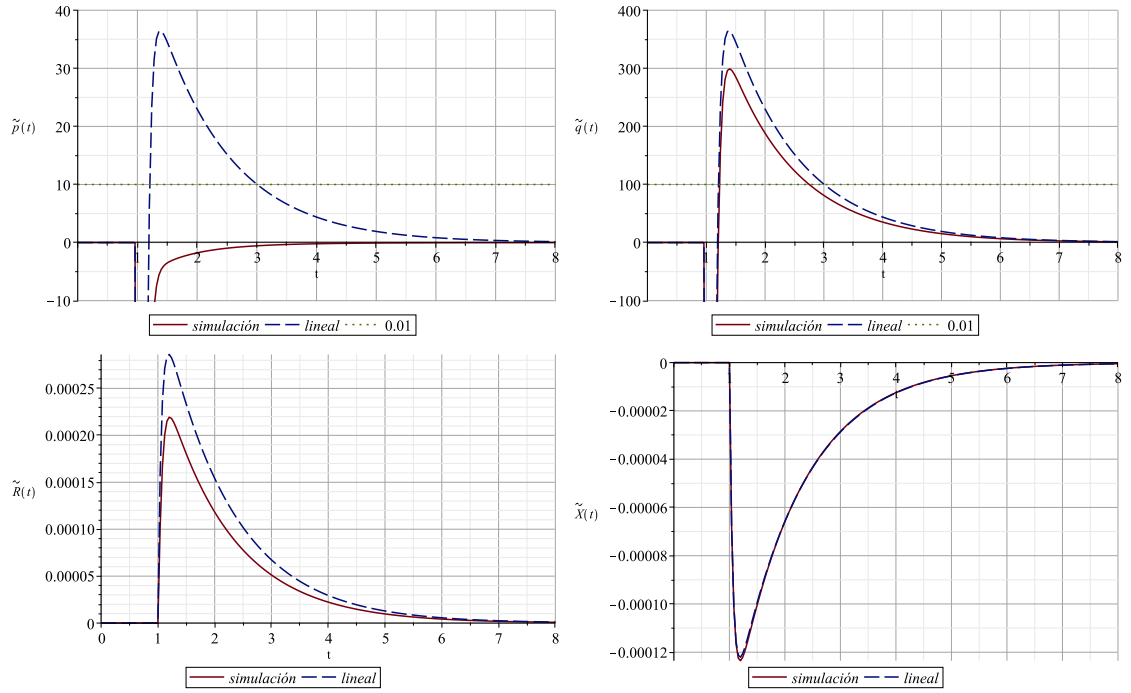


Figura 4.13: Comparativa ante un salto de potencia activa de 10 a 11 kW y un salto de potencia reactiva de 10 a 20 kVAr en $t = 1$ s.

4.3.3.1. Caso 1: Salto desde cero en una de las referencias.

En la figura 4.14 se muestran las variables bajo estudio \tilde{X} , \tilde{R} , \tilde{p} y \tilde{q} ante un cambio en la referencia de la potencia activa p^* , para la aproximación lineal vista en el apartado 4.3.1. Destacar que en esta ocasión la referencia de la potencia reactiva q^* es igual a cero en todo el intervalo, y además el valor previo de p^* también es nulo (por tanto en este caso $\Delta p^* = p^*$).

Lo primero destacable es que el modelo lineal no es demasiado exacto en este supuesto (se observa un error del 40 % en el ajuste del tiempo requerido). El problema reside en el punto de equilibrio para hacer la linealización que es el valor previo al cambio de referencia, que en este caso es cero.

A la vista de las figuras, la forma de la onda si parece estar de acuerdo con la simulación, pero no así su amplitud. El modelo inicial que se propondrá tendrá la misma estructura que el modelo lineal, pero los coeficientes serán en principio distintos:

$$\Delta \tilde{p} = \Delta p^* \left(c_1 e^{-k_1' t} - (1 + c_1) e^{-k_1 t} \right) \quad (4.80)$$

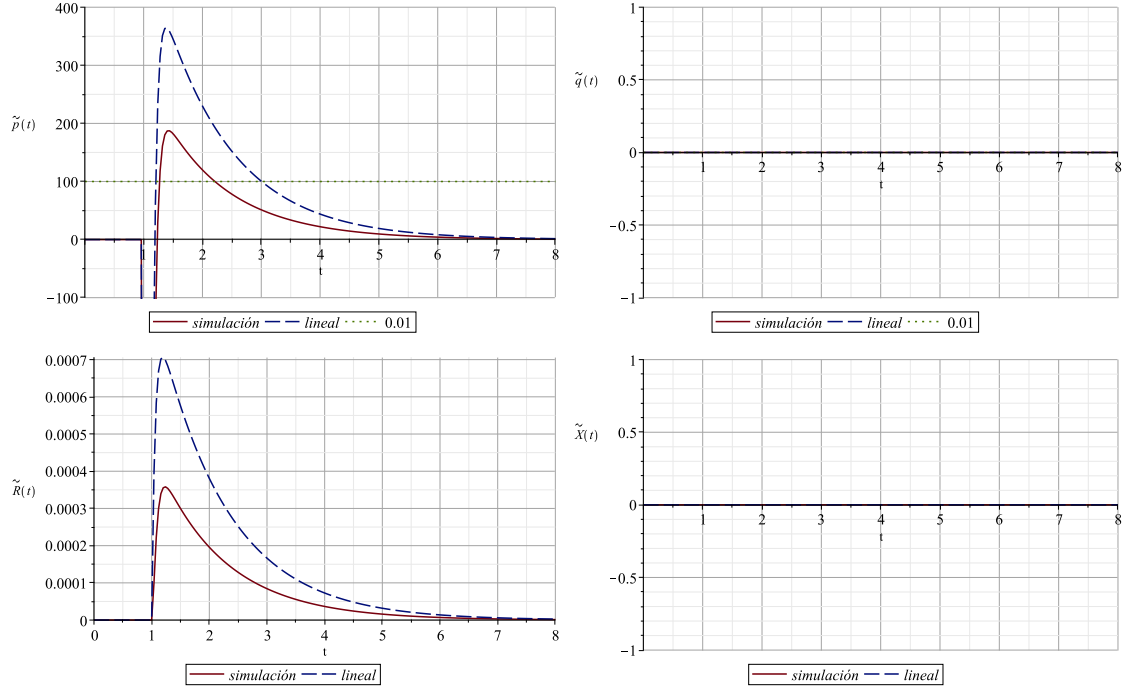


Figura 4.14: Resultado de la aproximación lineal y de simulación para un salto de referencia de potencia activa de 0kW a 10kW en $t = 1$ s, siendo cero la referencia de potencia reactiva.

$$\Delta \tilde{q} = \Delta q^* \left(c_1 e^{-k_1' t} - (1 + c_1) e^{-k_1 t} \right) \quad (4.81)$$

donde $\Delta p^* = p^* - p_0^*$ y $\Delta q^* = q^* - q_0^*$ representan el incremento de referencia de p^* y q^* , y donde c_1 , k_1 y k_1' , son unas nuevas constantes que permitirán ajustar los resultados de simulación a los resultados obtenidos por estas ecuaciones propuestas.

Las constantes k_1 y k_1' , ajustan los tiempos de evolución de las exponenciales, mientras que c_1 ajusta la amplitud de la evolución de p y q . Aclarar que en principio estas constantes no serán las mismas que las calculadas en el apartado anterior donde se hizo la linealización.

Para simplificar el número de constantes y el cálculo de las mismas, al igual que se hizo en el modelo lineal, se define un nuevo parámetro denominado n de tal forma que $k_1 = n k_1'$. Adicionalmente, se supondrá que n será mucho mayor que la unidad $n \gg 1$, haciendo por tanto que la evolución de la exponencial que contiene k_1 sea mucho más rápida que la que contiene k_1' . Esto es muy importante para obtener una expresión sencilla de las constantes de control, dado que se despreciarán las exponenciales más rápidas frente a las más lentas, cuando se

haga la sustitución de las ecuaciones (4.80) y (4.81), en las ecuaciones del sistema (4.46), (4.47), (4.32) y (4.33).

Esta última suposición, tiene como principal implicación sobre el control, que la evolución temporal de las potencias, será determinada por la dinámica de la estimación de los parámetros R y X . La evolución de la potencia por tanto, contendrá una parte rápida que está relacionada con el cambio de referencia, y también contendrá una parte lenta, que será n veces más lenta que la evolución rápida. Lo que se hará para poder diseñar el tiempo de establecimiento, será obviar la evolución rápida, y se tomará sólo la evolución lenta, que será la dominante para tiempos superiores.

Todo esto se basa en el hecho de que los parámetros reales de la máquina X y R van a ser invariantes, o a lo sumo en el caso de la resistencia, lentamente variable. Por tanto la evolución de los parámetros estimados debe ser mucho más lenta que la evolución de las potencias.

Se usarán las siguientes constantes de tiempo, que están relacionadas con las constantes k_1 y k'_1 :

$$T_1 = \frac{d_1}{k_1} \quad (4.82)$$

$$T'_1 = \frac{d_1}{k'_1} \quad (4.83)$$

donde d_1 es una nueva constante. Evidentemente se cumple que $T'_1 = n T_1$. T'_1 será el tiempo de diseño buscado. Finalmente, se recuerda que se diseña con tiempos de establecimiento iguales para p y para q , para que salgan expresiones relativamente sencillas.

Así pues, las ecuaciones (4.80) y (4.81) quedarían en la forma:

$$\Delta \tilde{p} = \Delta p^* \left(c_1 e^{-\frac{d_1}{n T_1} t} - (1 + c_1) e^{-\frac{d_1}{T_1} t} \right) \quad (4.84)$$

$$\Delta \tilde{q} = \Delta q^* \left(c_1 e^{-\frac{d_2}{n T_1} t} - (1 + c_1) e^{-\frac{d_2}{T_1} t} \right) \quad (4.85)$$

El proceso que sigue a continuación es muy laborioso y muy tedioso de realizar, y sobretodo de detallar. En todos los casos que se van a estudiar se trata de hacer siempre el mismo método. Se detallan a continuación los pasos a seguir:

1. Sustituir las ecuaciones (4.84) y (4.85), en las ecuaciones del sistema (4.46), (4.47). Se usarán la expresiones $\tilde{p} = \tilde{p}_0 + \Delta\tilde{p}$ y $\tilde{q} = \tilde{q}_0 + \Delta\tilde{q}$, suponiendo que el valor inicial del error es nulo ($\tilde{p}_0 = 0$ y $\tilde{q}_0 = 0$, por lo tanto se usará $\tilde{p} = \Delta\tilde{p}$ y $\tilde{q} = \Delta\tilde{q}$).
2. Integrar para obtener las expresiones de \tilde{X} y \tilde{R} . Usar como condición inicial valores nulos de \tilde{X} y \tilde{R} . Se recuerda que $\frac{d\tilde{X}}{dt} = \frac{d\hat{X}}{dt}$ y $\frac{d\tilde{R}}{dt} = \frac{d\hat{R}}{dt}$. Se obtendrán una serie de términos con diversas exponenciales temporales, y un término constante.
3. Calcular c_1 de manera que el término constante sea cero (de las simulaciones se sabe que los valores de los errores de \tilde{X} y \tilde{R} tienden a cero con el tiempo).
4. Despreciar términos y quedarse tan sólo con los términos más lentos (los términos exponenciales cuyas constantes de tiempo están definidas por T_1').
5. Introducir las expresiones obtenidas para \tilde{X} y \tilde{R} en las ecuaciones (4.32) y (4.33), e identificando términos exponenciales, obtener las expresiones de k_p y γ_R (se debe considerar $k_q = k_p$ y $\gamma_x = \gamma_R$) en función de T_1 , d_1 , L y n .
6. Finalmente, de las expresiones (4.84) y (4.85), despreciando los términos más rápidos, obtener la relación entre las constantes c_1 y d_1 , para que en el instante $t = T_1'$ se obtenga un error de p del 1 %.

Para el caso concreto que nos ocupa, en el que hay un salto de referencia en p , mientras que $q = q^* = 0$, se obtienen las siguientes expresiones para ajustar el tiempo de establecimiento T_1' cuando se da un error de p igual al 1 %:

$$\begin{aligned}
 c_1 &= \frac{\sqrt{n^2+n+1}-n}{n-1} \\
 c &= -\ln(0,01) \simeq 4,6 \\
 d_1 &= c + \ln(c_1) \\
 k_p &= L \frac{d_1}{T_1} \\
 \gamma_R &= \frac{L d_1^2 (n-1)}{T_1^2 n^2}
 \end{aligned} \tag{4.86}$$

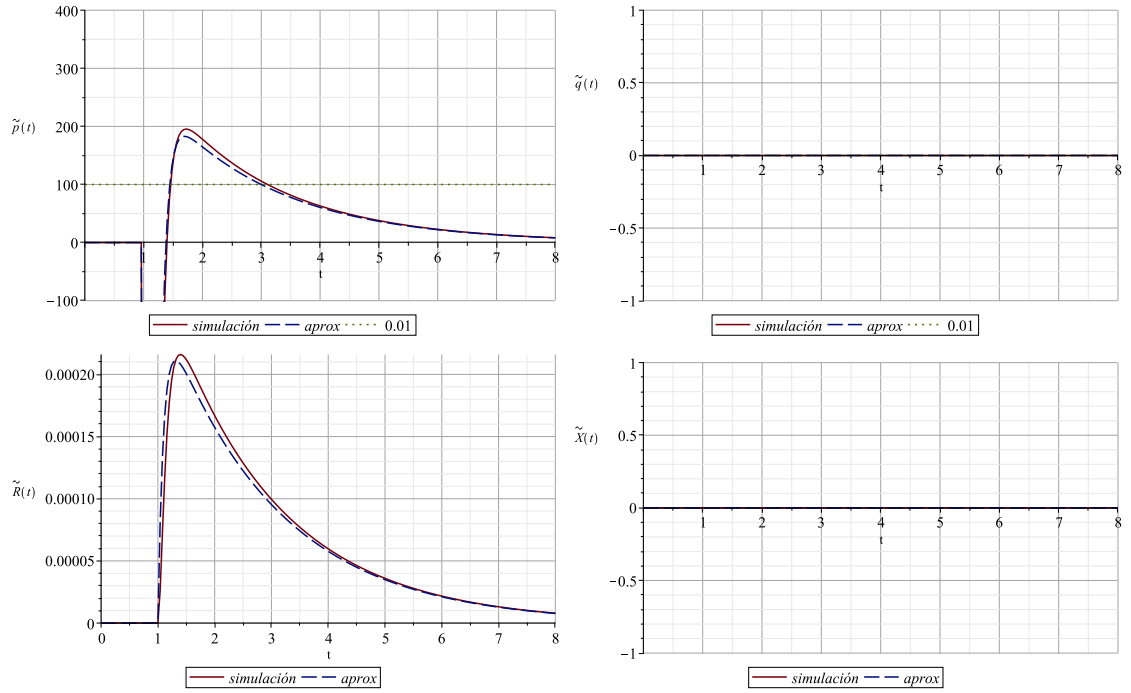


Figura 4.15: Resultado de simulación y aproximación para un salto de referencia de potencia activa de 0 a 10 kW en $t = 1$ s, siendo cero la referencia de potencia reactiva. $T_1 = 0,1$ s, $n = 20$

Una vez definido el tiempo T_1 sólo queda escoger un valor para n y con las expresiones anteriores se podrá realizar el control del sistema ajustado al tiempo deseado. Destacar que para el cálculo de k_p es necesario elegir un valor para L , que será obtenido del valor del estimado de $\hat{L} = \frac{\hat{X}}{\omega}$.

En la figura 4.15 puede observarse la evolución temporal de \tilde{p} , \tilde{q} , \tilde{R} y \tilde{X} . Como se observa, si se compara con el resultado de la aproximación lineal obtenido en la figura 4.14, el resultado es muy satisfactorio.

Se han usado los mismos valores que en la figura 4.14 ($T_1 = 0,1$ s, y $n = 20$, con lo que $T'_1 = nT_1 = 2$ s). El salto de referencia se produce en $t = 1$ s. En $t = 3$ s se alcanza un valor del error de potencia activa del 1%: $\tilde{p}(t = 3) = 0,01 \cdot 10 \text{ kW} = 100 \text{ W}$. Puede además observarse que el ajuste de la estimación a la simulación numérica es razonablemente buena (error del orden del 5%).

Por otro lado, en la figura 4.16 se muestra la evolución del error de potencia \tilde{p} en función del valor de n . Se observa que según n va creciendo la sobreoscilación se hace más pequeña. Los errores de potencia pasan por el 1% ($= 100 \text{ W}$) en $t = 2$ s, $t = 3$ s y $t = 4$ s, para los valores $n = 10$, $n = 20$ y $n = 30$ respectivamente. Es decir, tal y como se ha diseñado, ya que $T_1 = 0,1$ s y

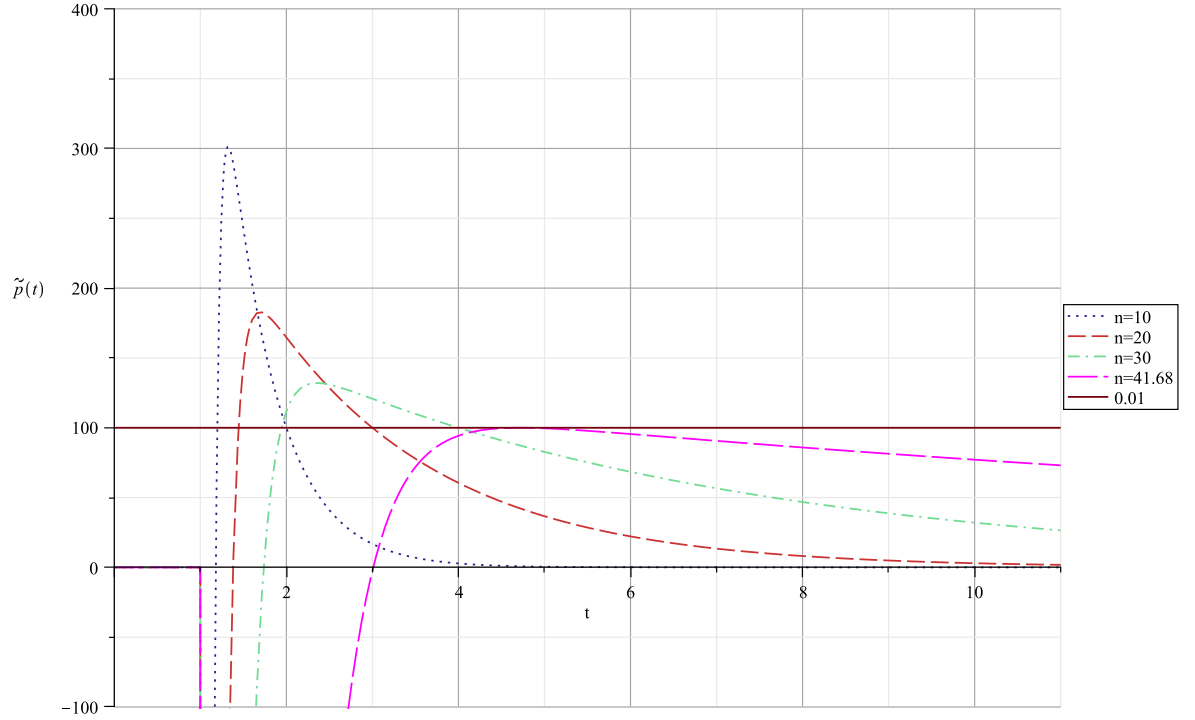


Figura 4.16: Resultado de simulación para varios valores de n , y un salto de referencia de potencia activa de 0 a 10 kW en $t = 1$ s, siendo cero la referencia de potencia reactiva. $T_1 = 0,1$ s

$$p^* = 10 \text{ kW}.$$

Si se sigue aumentando n llega un momento en el que el error potencia pasará por debajo del 1 %, invalidando todo el proceso de ajuste. Es por ello que el valor de n tiene que estar limitado a un valor concreto de $n_{max} = 41,68$, ya que para valores de n superiores a éste, la curva pasará por debajo del 1 %. Este valor puede ser obtenido analíticamente calculando el máximo de la ecuación (4.84) e igualando al 1 %. Destacar que este valor n_{max} es independiente de los valores de T_1 , de p^* y de cualquier parámetro numérico de la máquina o del algoritmo (sólo se usa el valor 0.01 como valor de cálculo del 1 % pero sin aplicar a ningún valor concreto de potencia).

A continuación se analizará un caso más genérico, en el que se provoca un salto en la referencia de p pero sin partir de referencia nula, mientras que la referencia de q sigue siendo es nula.

4.3.3.2. Caso 2: Salto desde valor distinto de cero en una de las referencias.

En este caso, se estudia la evolución de las variables ante cambio en la referencia de la potencia activa p^* al igual que en el caso 1, pero esta vez se realizará desde un valor previo de p^* no nulo. Como en el caso 1, la referencia de la potencia reactiva q^* es igual a cero.

Como ya se vio en el estudio lineal el comportamiento de las variables es muy similar al caso 1 y es por ello que se propone una evolución aproximada de las variables \tilde{p} y \tilde{q} de la misma forma:

$$\Delta\tilde{p} = \Delta p^* \left(c_1 e^{-k'_1 t} - (1 + c_1) e^{-k_1 t} \right) \quad (4.87)$$

$$\Delta\tilde{q} = \Delta q^* \left(c_1 e^{-k'_1 t} - (1 + c_1) e^{-k_1 t} \right) \quad (4.88)$$

donde p_0 y q_0 son los valores de p y q previos al salto de referencia, que en este caso se suponen no nulas, donde $\Delta p^* = p^* - p_0^*$ y $\Delta q^* = q^* - q_0^*$ representan el incremento de referencia de p^* y q^* , y donde c_1 , k_1 y k'_1 son constantes que permitirán ajustar los resultados de simulación a los resultados obtenidos por estas ecuaciones propuestas.

Las constantes k_1 y k'_1 ajustan los tiempos de evolución de las exponenciales, mientras que c_1 ajusta la amplitud de la evolución de \tilde{p} y \tilde{q} .

El procedimiento para el ajuste es muy similar al detallado en el caso 1, y no se va a repetir aquí.

De igual forma, se define un parámetro denominado n de tal forma que $k_1 = n k'_1$ siendo $n \gg 1$. Y se usarán también las siguientes constantes de tiempo: $T_1 = \frac{d_1}{k_1}$, $T'_1 = \frac{d_1}{k'_1}$, siendo d_1 una nueva constante.

Evidentemente se cumple que $T'_1 = n T_1$. T'_1 será el tiempo de diseño o tiempo de establecimiento buscado para \tilde{p} y \tilde{q} . Este tiempo será n veces más grandes que T_1 , que representa el tiempo de evolución rápida de \tilde{p} y \tilde{q} ante un

cambio de referencia.

Así pues, las ecuaciones (4.87) y (4.88) quedarían en la forma:

$$\Delta \tilde{p} = \Delta p^* \left(c_1 e^{-\frac{d_1}{n T_1} t} - (1 + c_1) e^{-\frac{d_1}{T_1} t} \right) \quad (4.89)$$

$$\Delta \tilde{q} = \Delta q^* \left(c_1 e^{-\frac{d_1}{n T_1} t} - (1 + c_1) e^{-\frac{d_1}{T_1} t} \right) \quad (4.90)$$

Realizando el mismo proceso a las ecuaciones que en el caso 1, se obtienen las siguientes expresiones para ajustar el tiempo de establecimiento T_1' cuando se da un error de p igual al 1 %:

$$\begin{aligned} c_1 &= \frac{1}{n-1} \left(1 + \frac{p^*}{\Delta p^*} \left(\sqrt{n^2 + \left(2 - \left(\frac{\Delta p^*}{p^*} \right)^2} \right) n + 1 - (n+1) \right) \right) \\ c &= -\ln(0,01) \simeq 4,6 \\ d_1 &= c + \ln(c_1) \\ k_p &= L \frac{d_1}{T_1} \\ \gamma_R &= \frac{k_p d_1 (n-1)}{T_1 n^2} \end{aligned} \quad (4.91)$$

La novedad en este caso 2 con respecto al caso 1, es que la constante c_1 ya no depende tan sólo de n , sino que además depende de los valores de la referencia de potencia p^* y del incremento de la referencia de la potencia Δp^* .

Esto tiene como implicación directa sobre el control: lo que hasta ahora hemos denominado como constantes de control (k_p , k_q , γ_X y γ_R), ahora no se trata de constantes con un valor numérico concreto, sino que deberán ser calculadas en cada ciclo de muestreo en función de los valores de referencia requeridos.

En la expresión de c_1 (4.91), se puede observar que si se hace que el valor previo de la referencia de potencia p_0^* sea igual a cero, ocurre que:

$$\frac{p^*}{\Delta p^*} = \frac{p^*}{p^* - p_0^*} = \frac{p^*}{p^*} = 1 \quad (4.92)$$

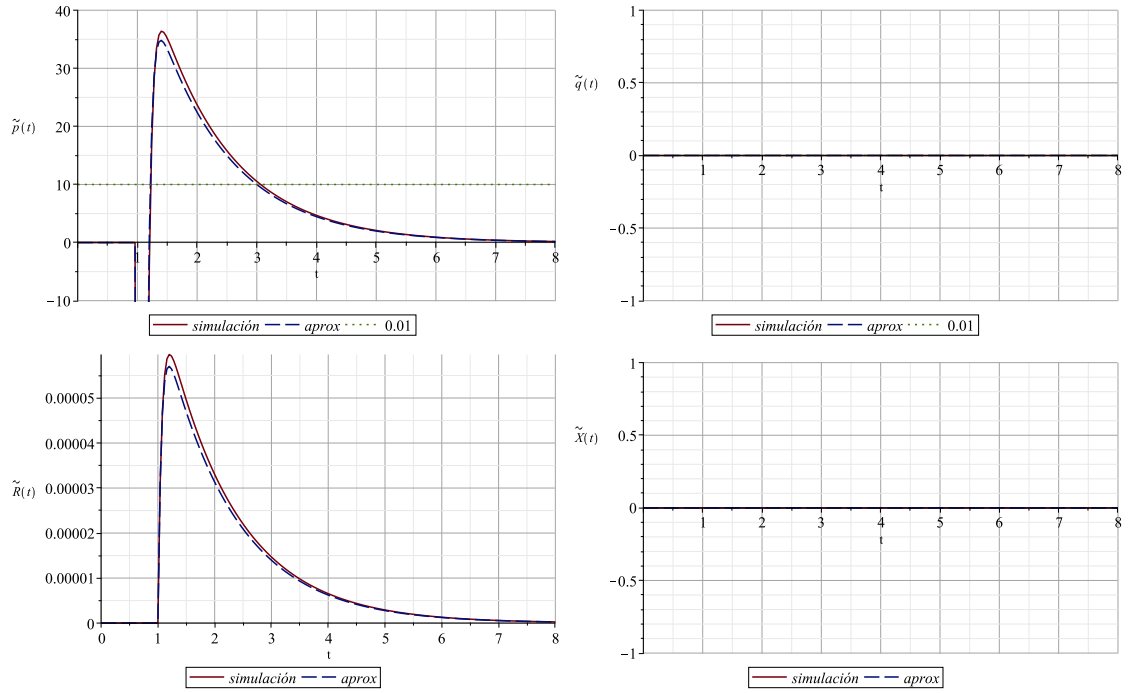


Figura 4.17: Comparativa ante un salto de potencia activa de 10 a 11 kW en $t = 1$ s, siendo nula la referencia de potencia reactiva.

y por lo tanto, este caso 2 se convierte exactamente en el caso 1, dando validez general a las ecuaciones (4.91).

En la figura 4.17 puede observarse la evolución temporal de las señales bajo estudio.

Se han usado valores de $T_1 = 0,1$ s, y $n = 20$, con lo que $T_1' = n T_1 = 2$ s. El salto de referencia se produce en $t = 1$ s. En $t = 3$ s se alcanza un valor del error de potencia activa igual al 1 % del salto de referencia: $\tilde{p}(t = 3) = 0,01 \Delta p^* = 0,01 \cdot 1 \text{ kW} = 10 \text{ W}$. Puede además observarse que el ajuste de la estimación a la simulación numérica es razonablemente buena (error del ajuste de tiempo del 3 %).

En la figura 4.18 se muestra la evolución del error de potencia \tilde{p} en función del valor de n para los valores de referencia de p estudiados en este caso. Al igual que en el caso anterior, se observa que según n va creciendo la sobreoscilación se hace más pequeña. Los errores de potencia pasan por el 1 % ($= 10 \text{ W}$) en $t = 2$ s, $t = 4$ s y $t = 7$ s, para los valores $n = 10$, $n = 30$ y $n = 60$ respectivamente. Es decir, tal y como se ha diseñado, ya que $T_1 = 0,1$ s y $p^* = 11 \text{ kW}$.

Si se sigue aumentando n llega un momento en el que el error potencia

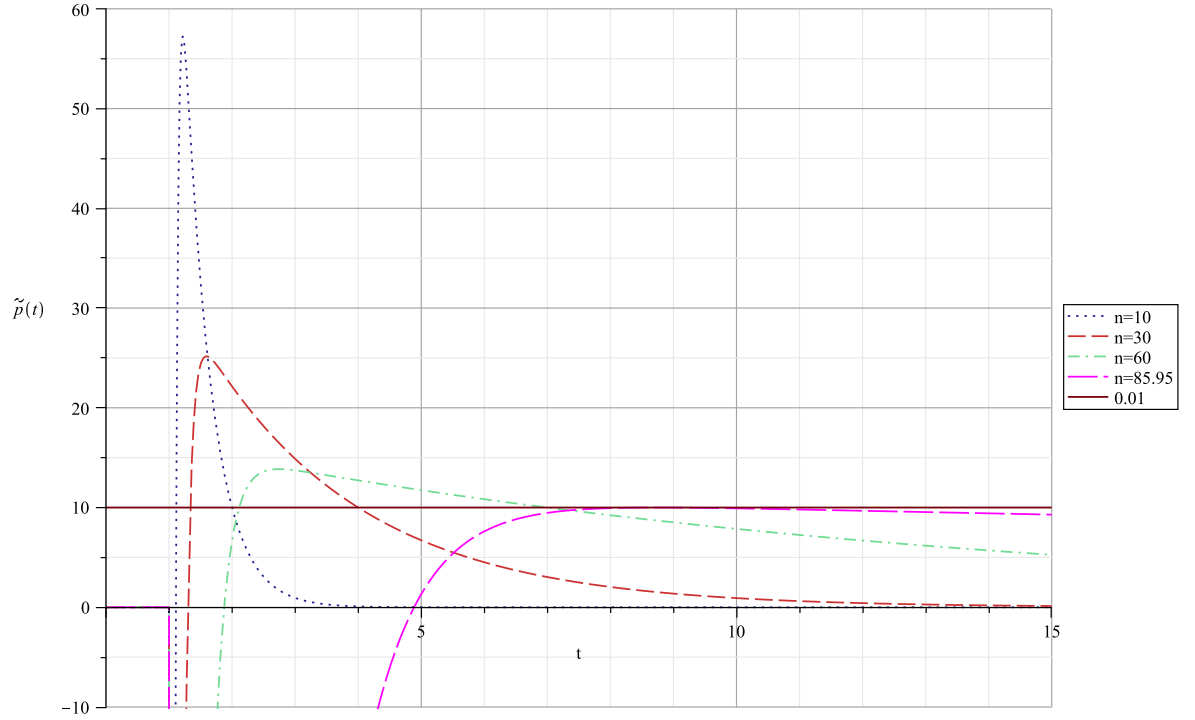


Figura 4.18: Resultado de simulación para varios valores de n , y un salto de referencia de potencia activa de 10 kW a 10 kW en $t = 1$ s, siendo cero la referencia de potencia reactiva. $T_1 = 0,1$ s

pasará por debajo del 1 %, invalidando todo el proceso de ajuste. Es por ello que el valor de n tiene que estar limitado a un valor concreto de $n_{max} = 85,95$, ya que para valores de n superiores a éste, la curva pasará por debajo del 1 %. Este valor puede ser obtenido analíticamente calculando el máximo de la ecuación (4.89) e igualando al 1 %. Destacar que en este caso 2, por contrario al caso 1, el valor n_{max} depende de la referencia de potencia p^* .

A continuación se analizará un caso más genérico y más cercano al funcionamiento en aplicaciones reales, en el que la referencia de potencia activa se cambia a la vez que la referencia de potencia reactiva tiene un valor no nulo.

4.3.3.3. Caso 3: Salto en una referencia mientras la otra es no nula.

En este caso, se estudia la evolución de las variables ante cambio en la referencia de la potencia activa p^* al igual que en el caso 2, pero esta vez se realizará con la referencia de la potencia reactiva q^* igual a un valor distinto de cero.

Como ya se vio en el estudio lineal, el comportamiento de las variables es muy similar al caso 1 y 2 excepto que se producen acoplamientos entre las potencias. Por ello que se propone una evolución aproximada de las variables \tilde{p} y \tilde{q} de la siguiente forma:

$$\Delta\tilde{p} = \Delta p^* \left(c_1 e^{-k'_1 t} - (1 + c_1) e^{-k_1 t} \right) + \Delta q^* \left(c_2 e^{-k'_1 t} - c_2 e^{-k_1 t} \right) \quad (4.93)$$

$$\Delta\tilde{q} = \Delta q^* \left(c_1 e^{-k'_2 t} - (1 + c_1) e^{-k_2 t} \right) + \Delta p^* \left(c_2 e^{-k'_2 t} - c_2 e^{-k_2 t} \right) \quad (4.94)$$

donde p_0 y q_0 son los valores de p y q previos al salto de referencia, que en este caso se suponen no nulas, donde $\Delta p^* = p^* - p_0^*$ y $\Delta q^* = q^* - q_0^*$ representan el incremento de referencia de p^* y q^* , y donde c_1 , k_1 , k'_1 , k_2 y k'_2 son constantes similares a los casos anteriores y que permitirán ajustar los resultados de simulación a los resultados obtenidos por estas ecuaciones propuestas. Destacar que en este caso 3 se han usado constantes de tiempo distintas para la potencia activa y para la potencia reactiva (k_1 y k'_1 , y k_2 y k'_2 , respectivamente). Por último, c_2 es una nueva constante con la que se modelarán los acoplamientos entre las potencias p y q .

Las constantes k_1 , k'_1 , k_2 y k'_2 ajustan los tiempos de evolución de las exponenciales, mientras que c_1 y c_2 ajustan la amplitud de la evolución de \tilde{p} y \tilde{q} .

De igual forma a lo que se hizo en casos anteriores, se define un parámetro denominado n de tal forma que $k_1 = n k'_1$ y $k_2 = n k'_2$ siendo $n \gg 1$. Adicionalmente, se usarán las siguientes constantes de tiempo: $T_1 = \frac{d_1}{k_1}$, $T'_1 = \frac{d_1}{k'_1}$, $T_2 = \frac{d_2}{k_2}$, $T'_2 = \frac{d_2}{k'_2}$ siendo d_1 y d_2 unas nuevas constantes.

El procedimiento para el ajuste es muy similar al detallado en el caso 1, y no se va a repetir aquí.

También, se cumple que $T'_1 = n T_1$ y $T'_2 = n T_2$. En este caso T'_1 será el tiempo de diseño o tiempo de establecimiento buscado para \tilde{p} y \tilde{q} (se tomará

por simplicidad $T'_1 = T'_2$). Este tiempo será n veces más grandes que T_1 , que representa el tiempo de evolución rápida de \tilde{p} y \tilde{q} ante un cambio de referencia.

Así pues, las ecuaciones (4.93) y (4.94) quedarían en la forma:

$$\Delta\tilde{p} = \Delta p^* \left(c_1 e^{-\frac{d_1}{nT_1}t} - (1 + c_1) e^{-\frac{d_1}{T_1}t} \right) + \Delta q^* \left(c_2 e^{-\frac{d_1}{nT_1}t} - c_2 e^{-\frac{d_1}{T_1}t} \right) \quad (4.95)$$

$$\Delta\tilde{q} = \Delta q^* \left(c_1 e^{-\frac{d_1}{nT_1}t} - (1 + c_1) e^{-\frac{d_1}{T_1}t} \right) + \Delta p^* \left(c_2 e^{-\frac{d_1}{nT_1}t} - c_2 e^{-\frac{d_1}{T_1}t} \right) \quad (4.96)$$

Realizando el mismo proceso a las ecuaciones que en el caso 1, se obtienen las siguientes expresiones para ajustar el tiempo de establecimiento T'_1 cuando se da un error de p igual al 1 %:

$$\begin{aligned} c_1 &= \frac{1}{n-1} \left(1 + h \frac{p^*}{\Delta p^*} \right) \\ c_2 &= \frac{1}{n-1} \left(h \frac{q^*}{\Delta p^*} \right) \\ h &= \sqrt{n^2 + \left(2 - \frac{\Delta p^{*2}}{p^{*2} + q^{*2}} \right) n + 1} - (n + 1) \\ c &= -\ln(0,01) \simeq 4,6 \\ c'_1 &= \frac{1}{n-1} \left(1 + h \frac{p^*}{\Delta p^*} \right) \\ d_1 &= c + \ln(c'_1) \\ k_p &= L \frac{d_1}{T_1} \\ k_q &= L \frac{d_1}{T_1} \\ \gamma_R &= \frac{k_p d_1 (n-1)}{T_1 n^2} \\ \gamma_X &= \frac{k_q d_1 (n-1)}{T_1 n^2} \end{aligned} \quad (4.97)$$

La novedad en este caso 3 con respecto al caso 2, es la complicada expresión obtenida para c_1 y c_2 , las cuales dependen de n y de los valores de la referencia de potencia p^* y q^* , y del incremento de la referencias de la potencia activa Δp^* . Sin embargo se pueden reordenar y agrupar términos para llegar a una expresión más manejable (desde el punto de vista de implementación en código de un DSP). Se trata de agrupar los términos con exponenciales comunes a c_1 y c_2 :

$$\Delta \tilde{p} = -\Delta p^* e^{-\frac{d_1}{T_1} t} + \frac{1}{n-1} (\Delta p^* + h p^*) \left(e^{-\frac{d_1}{n T_1} t} - e^{-\frac{d_1}{T_1} t} \right) \quad (4.98)$$

$$\Delta \tilde{q} = -\Delta q^* e^{-\frac{d_1}{T_1} t} + \frac{1}{n-1} (\Delta q^* + h q^*) \left(e^{-\frac{d_1}{n T_1} t} - e^{-\frac{d_1}{T_1} t} \right) \quad (4.99)$$

La forma de las ecuaciones (4.98) y (4.99) ha sido intencionadamente dispuesta para observar los distintos términos que aportan dinámica al sistema. En primer lugar se encuentra un término negativo con el incremento de referencia y una exponencial que anteriormente hemos denominado como “rápida”. Éste término $(-\Delta p^* e^{-\frac{d_1}{T_1} t} \text{ y } -\Delta q^* e^{-\frac{d_1}{T_1} t})$ se corresponde a la solución del sistema en el caso de que no hubiera estimadores y que se conocieran exactamente los valores de los parámetros R y L . Después nos encontramos con un término con dos exponenciales $(e^{-\frac{d_1}{n T_1} t} - e^{-\frac{d_1}{T_1} t})$ y que lleva dos sumandos. El primero se trata de $\frac{1}{n-1} \Delta p^*$ (y $\frac{1}{n-1} \Delta q^*$) que se corresponde con la solución del sistema linealizado visto en apartados anteriores, y el segundo se trata de $\frac{h}{n-1} p^*$ (y $\frac{h}{n-1} q^*$) que es la corrección a la solución linealizada para extender su rango.

En las expresiones de c_1 y c_2 (4.97), se puede observar que si se hace que el valor de la referencia de potencia reactiva q^* sea igual a cero, ocurre que:

$$c_1 = \frac{1}{n-1} \left(1 + \frac{p^*}{\Delta p^*} \left(\sqrt{n^2 + \left(2 - \left(\frac{\Delta p^*}{p^*} \right)^2} \right) n + 1 - (n+1)} \right) \right) \quad (4.100)$$

$$c_2 = 0 \quad (4.101)$$

y por lo tanto, este caso 3 se convierte exactamente en el caso 2, dando validez general a las ecuaciones (4.97).

En la figura 4.19 puede observarse la evolución temporal de las señales bajo estudio.

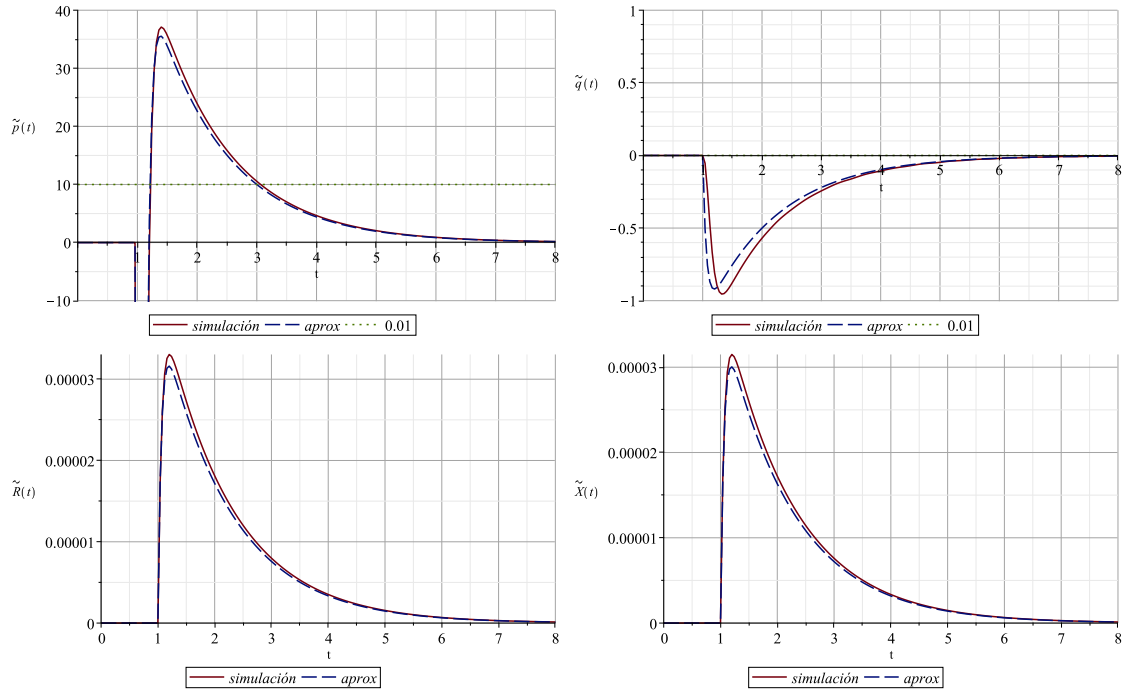


Figura 4.19: Comparativa ante un salto de potencia activa de 10 a 11 kW en $t = 1$ s, siendo la referencia de potencia reactiva constante e igual a 10 kVAr.

Se han usado valores de $T_1 = 0,1$ s, y $n = 20$, con lo que $T_1' = n T_1 = 2$ s. El salto de referencia se produce en $t = 1$ s. En $t = 3$ s se alcanza un valor del error de potencia activa igual al 1 % del salto de referencia: $\tilde{p}(t = 3) = 0,01 \Delta p^* = 0,01 \cdot 1 \text{ kW} = 10 \text{ W}$. Puede además observarse que el ajuste de la estimación a la simulación numérica es razonablemente buena (error del ajuste de tiempo del 3 %). Si se comparan estos resultados con los obtenidos en el caso lineal (ver figura 4.12) se puede comprobar como ahora si se tienen en cuenta los acoplamientos entre la potencia activa y reactiva, cosa que en el estudio lineal no se tenía en cuenta.

En la figura 4.20 se muestra la evolución del error de potencia \tilde{p} en función del valor de n para los valores de referencia de p estudiados en este caso. Al igual que en el caso anterior, se observa que según n va creciendo la sobreoscilación se hace más pequeña. Los errores de potencia pasan por el 1 % (= 10 W) en $t = 2$ s, $t = 4$ s y $t = 7$ s, para los valores $n = 10$, $n = 30$ y $n = 60$ respectivamente. Es decir, tal y como se ha diseñado, ya que $T_1 = 0,1$ s y $p^* = 11$ kW.

Si se sigue aumentando n llega un momento en el que el error potencia pasará por debajo del 1 %, invalidando todo el proceso de ajuste. Es por ello que el valor de n tiene que estar limitado a un valor concreto de $n_{max} = 87,97$, ya que

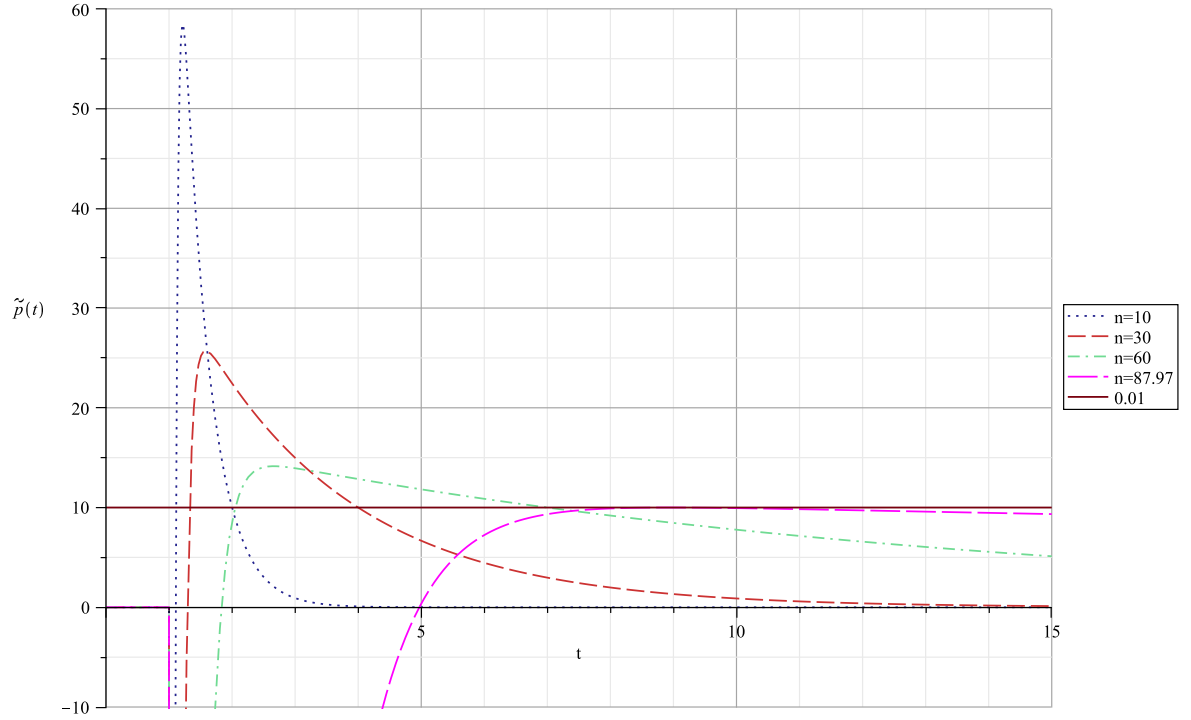


Figura 4.20: Resultado de simulación para varios valores de n , y un salto de referencia de potencia activa de 10 a 11 kW en $t = 1$ s, siendo la referencia de potencia reactiva constante e igual a 10 kVAr. $T_1 = 0,1$ s

para valores de n superiores a éste, la curva pasará por debajo del 1 %. Este valor puede ser obtenido analíticamente calculando el máximo de la ecuación (4.95) e igualando al 1 %. Destacar que en este caso 3, al igual que en el caso 2, el valor n_{max} depende de la referencia de potencia activa p^* , pero además también depende del valor de la referencia de potencia reactiva q^* .

A continuación se analizará el caso más genérico posible, en el que las referencias de potencia activa y reactiva se cambian a la vez.

4.3.3.4. Caso 4: Salto en ambas referencias de potencia.

En este caso, se estudia la evolución de las variables ante cambios en la referencia de la potencia activa p^* y en la referencia de la potencia reactiva q^* .

Se propone la misma evolución aproximada de las variables \tilde{p} y \tilde{q} diseñada en el caso 3, pero con tiempos distintos en las exponenciales:

$$\Delta \tilde{p} = -\Delta p^* e^{-\frac{d_1}{T_1} t} + \frac{1}{n-1} (\Delta p^* + h p^*) \left(e^{-\frac{d_1}{n T_1} t} - e^{-\frac{d_1}{T_1} t} \right) \quad (4.102)$$

$$\Delta \tilde{q} = -\Delta q^* e^{-\frac{d_2}{T_1} t} + \frac{1}{n-1} (\Delta q^* + h q^*) \left(e^{-\frac{d_2}{n T_1} t} - e^{-\frac{d_2}{T_1} t} \right) \quad (4.103)$$

donde $\Delta p^* = p^* - p_0^*$ y $\Delta q^* = q^* - q_0^*$ representan el incremento de referencia de p^* y q^* , y donde d_1 es la misma constante definida en el caso anterior, a la que se añade d_2 para la potencia reactiva. d_1 y d_2 permitirán ajustar los resultados de simulación a los resultados obtenidos por estas ecuaciones propuestas.

Siguiendo un procedimiento similar al realizado en los casos anteriores, las expresiones para ajustar el tiempo de establecimiento T_1' cuando se da un error de p igual al 1 % son:

$$\begin{aligned} h &= \sqrt{n^2 + \left(2 - \frac{\Delta p^{*2} + \Delta q^{*2}}{p^{*2} + q^{*2}}\right) n + 1} - (n + 1) \\ c &= -\ln(0,01) \simeq 4,6 \\ c_1' &= \frac{1}{n-1} \left(1 + h \frac{p^*}{\Delta p^*}\right) \\ c_2' &= \frac{1}{n-1} \left(1 + h \frac{q^*}{\Delta q^*}\right) \\ d_1 &= c + \ln(c_1') \\ d_2 &= c + \ln(c_2') \\ k_p &= L \frac{d_1}{T_1} \\ k_q &= L \frac{d_2}{T_1} \\ \gamma_R &= \frac{k_p d_1 (n-1)}{T_1 n^2} \\ \gamma_X &= \frac{k_q d_2 (n-1)}{T_1 n^2} \end{aligned} \quad (4.104)$$

La novedad en este caso 4 con respecto al caso 3, es que ahora existen dos constantes c_1' y c_2' las cuales dependen de n y de los valores de la referencia de potencia p^* y q^* , y de los incrementos de las referencias de las potencias Δp^* y Δq^* . Cuando una de estas constantes c_1' y c_2' es negativa (dados unos valores arbitrarios a p^* , q^* , Δp^* y Δq^*), no existe solución. En ese caso, la potencia no pasa por el 1 % de la referencia y por lo tanto es imposible el ajuste, quedando la evolución de la potencia determinada por la parte que hemos denominado “rápida”.

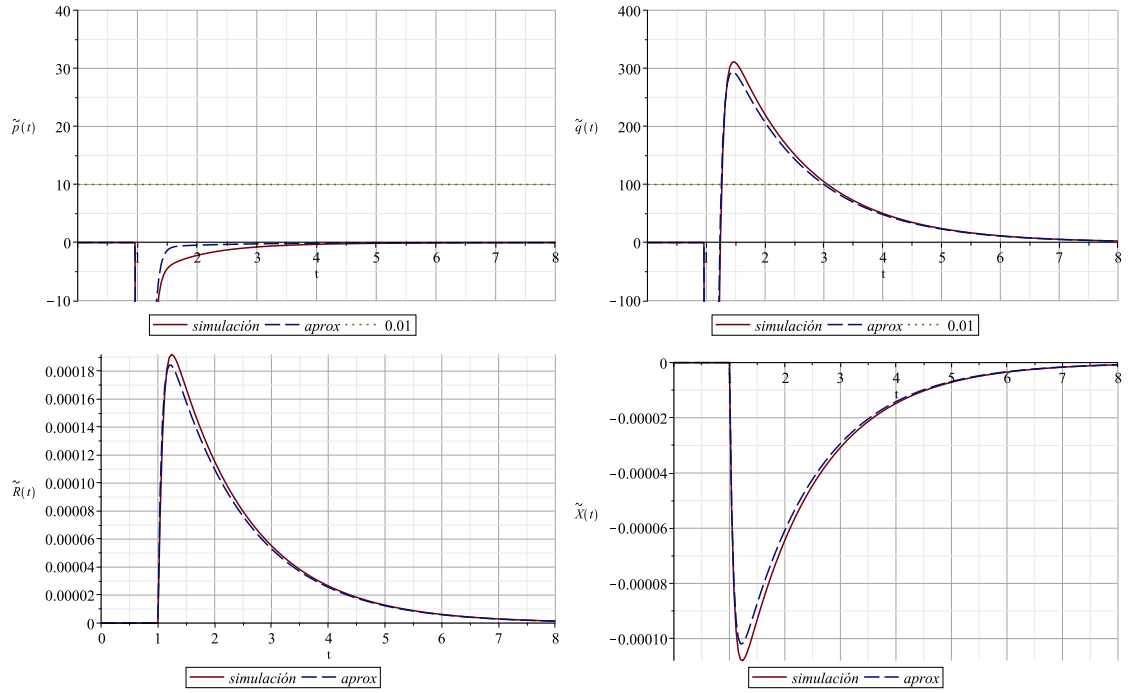


Figura 4.21: Comparativa ante un salto de potencia activa de 10 a 11 kW, y de reactiva de 10 kVAr a 20 kVAr, en $t = 1$ s.

En la figura 4.21 puede observarse la evolución temporal de las señales bajo estudio.

Se han usado valores de $T_1 = 0,1$ s, y $n = 20$, con lo que $T_1' = n T_1 = 2$ s. El salto de referencia se produce en $t = 1$ s. En $t = 3$ s se alcanza un valor del error de potencia reactiva igual al 1 % del salto de referencia: $\tilde{q}(t = 3) = 0,01 \Delta q^* = 0,01 \cdot 10 \text{ kW} = 100 \text{ W}$. La potencia activa se observa que cumple que pase por el 1 % de su referencia. Esto es debido al acoplamiento con la evolución de la potencia reactiva. Si se evalúa el valor de la constante \hat{c}_1' resulta un valor negativo y por lo tanto, no existe solución (la curva no pasará por el 1 %) quedando la evolución de la potencia determinada por la exponencial más rápida.

Puede además observarse que el ajuste de la estimación a la simulación numérica es razonablemente buena teniendo en cuenta la complejidad que aporta los acoplamientos entre la potencia activa y reactiva. Si se comparan estos resultados con los obtenidos en el caso lineal (ver figura 4.13) se puede comprobar como ahora si se tienen en cuenta los acoplamientos entre la potencia activa y reactiva, cosa que en el estudio lineal no se tenía en cuenta, y además la aproximación es más ajustada a la simulación.

4.4. Resultados experimentales

En la figura 4.22 se muestran las medidas de la tensión del bus de continua, las tensiones y corrientes de fase, el contenido armónico de las corrientes, la potencia activa y reactiva, y el factor de potencia. La referencia de potencia reactiva es cero, mientras que la referencia de potencia activa está calculada en el bloque de control del DC-Link. La medida del bus de continua fue tomada con un osciloscopio Tektronics, mientras que el resto de medidas fueron tomadas con un analizador de red Fluke 434. Los detalles de la máquina usada están descritos en el apartado 3.5.

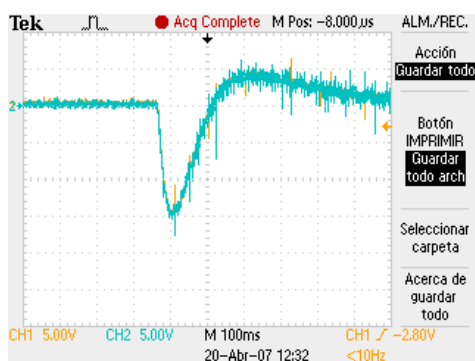
Se puede observar en la figuras 4.22 (b) y (f), que en este caso, siendo la referencia de potencia reactiva nula, la fase de las corrientes está entorno a 0 ó 1 grado con respecto a las tensiones, y que hay una potencia total reactiva de 0,30 kVAr. Si se comparan estos valores obtenidos con los obtenidos en el caso del DPC basado en PI (ver apartado 3.5), podemos concluir que el control adaptativo es mucho más adecuado que el control PI, por el hecho de estimar los parámetros R y L .

Destacar que la tensión DC, ante el mismo choque de carga que el producido con el control PI, produce una idéntica respuesta transitoria con el control adaptativo (el control externo encargado de la regulación de la tensión de continua se detalla en el capítulo 6).

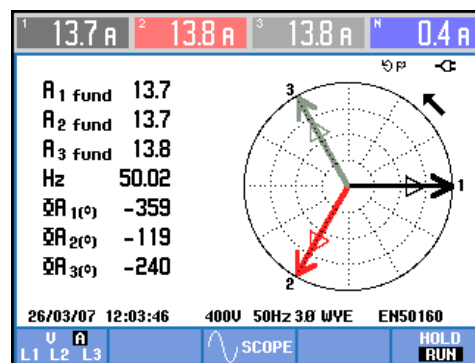
También cabe destacar que el THD en corriente obtenido es del 3,2%, valor ligeramente superior al obtenido con el control PI.

Las capturas presentadas en la figura 4.22, se corresponden con una medida en régimen permanente, a excepción de la figura (a), la cual se corresponde con un choque de carga del DC-Link (se conectó una resistencia de 60 ohmios en el DC-Link).

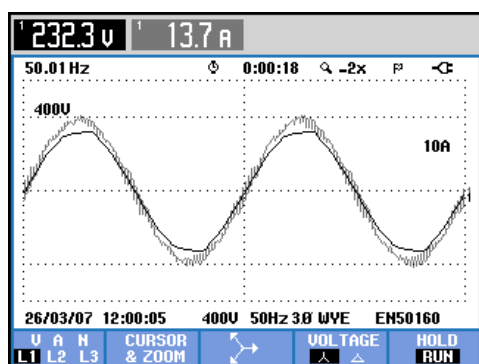
A continuación, en la figura 4.23 se muestran capturas de transitorios ante cambios en la referencia de potencia reactiva. Estas capturas se han realizado en base a las medidas realizadas por el DSP, las cuales han sido finalmente post-procesadas (filtradas en Matlab) para tratar de reducir el ruido de conmutación. Se puede observar que al producirse el cambio de referencia en q^* , la referencia de p^* también aumenta. Esto es debido a las pérdidas del equipo por conducción de



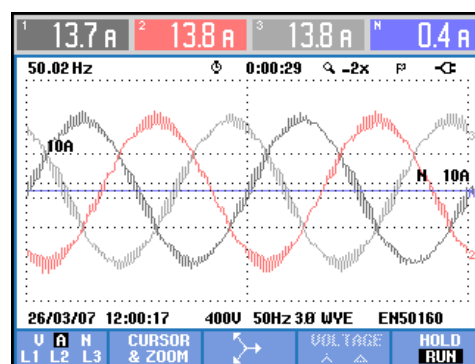
(a)



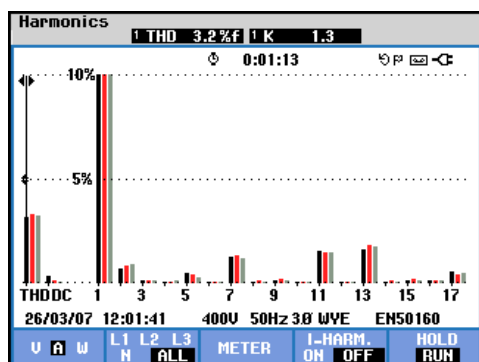
(b)



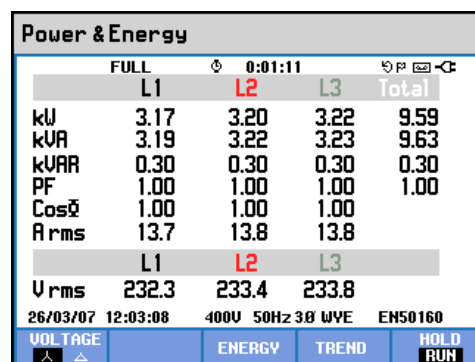
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 4.22: Resultados experimentales del controlador DPC Adaptativo

- (a) Evolución del bus de continua ante un choque de carga (0 a 10 kW),
- (b) Diagrama fasorial de las tensiones y corrientes de red,
- (c) Detalle de la tensión y corriente de fase,
- (d) Corrientes trifásicas,
- (e) Armónicos de las corrientes trifásicas,
- (f) Medidas de las Potencias Activa, Reactiva, Aparente, Factor de Potencia y Coseno de ϕ .

los dispositivos de potencia, las cuales se ven incrementadas en unos 400 W. En cuanto la potencia reactiva baja a 10 kVAr, la potencia de referencia vuelve a los 600 W, aproximadamente. Aclarar que en vacío se obtiene una potencia de referencia P igual a unos 300 W (este dato no se ve en las gráficas).

Se puede observar en dicha figura el transitorio debido a un cambio de referencia de potencia reactiva entre 10 y 20 kVAr. Un detalle del transitorio de 10 a 20 kVAr puede verse en la figura 4.24, el que se han puesto marcadores para medir el tiempo de establecimiento. El programado ha sido de $T_s = 0.1$ s, mientras que el medido aproximado ha sido de $1 - 0.895 = 0.105$ s, es decir que se ha producido un exceso de tiempo de tan sólo el 5 %.

En la figura 4.24 se muestra el detalle del transitorio de 20 a 10 kVAr, para demostrar una curiosidad. El tiempo medido aproximado es de $3.22 - 3.145 = 0.075$ s. ¿Qué ha ocurrido para que no se cumpla el tiempo de establecimiento programado de 0,1 s? (¿o para que se cumpla con un error del 25 %?) Simplemente es que para esta prueba, no se cambiaron los valores de k_p , k_q , γ_R ni γ_X . Se calcularon para el paso de 10 a 20 kVAr, y dichos valores no son válidos para un salto de 20 a 10 kVAr (tal y como se desprende de las expresiones (4.104)).

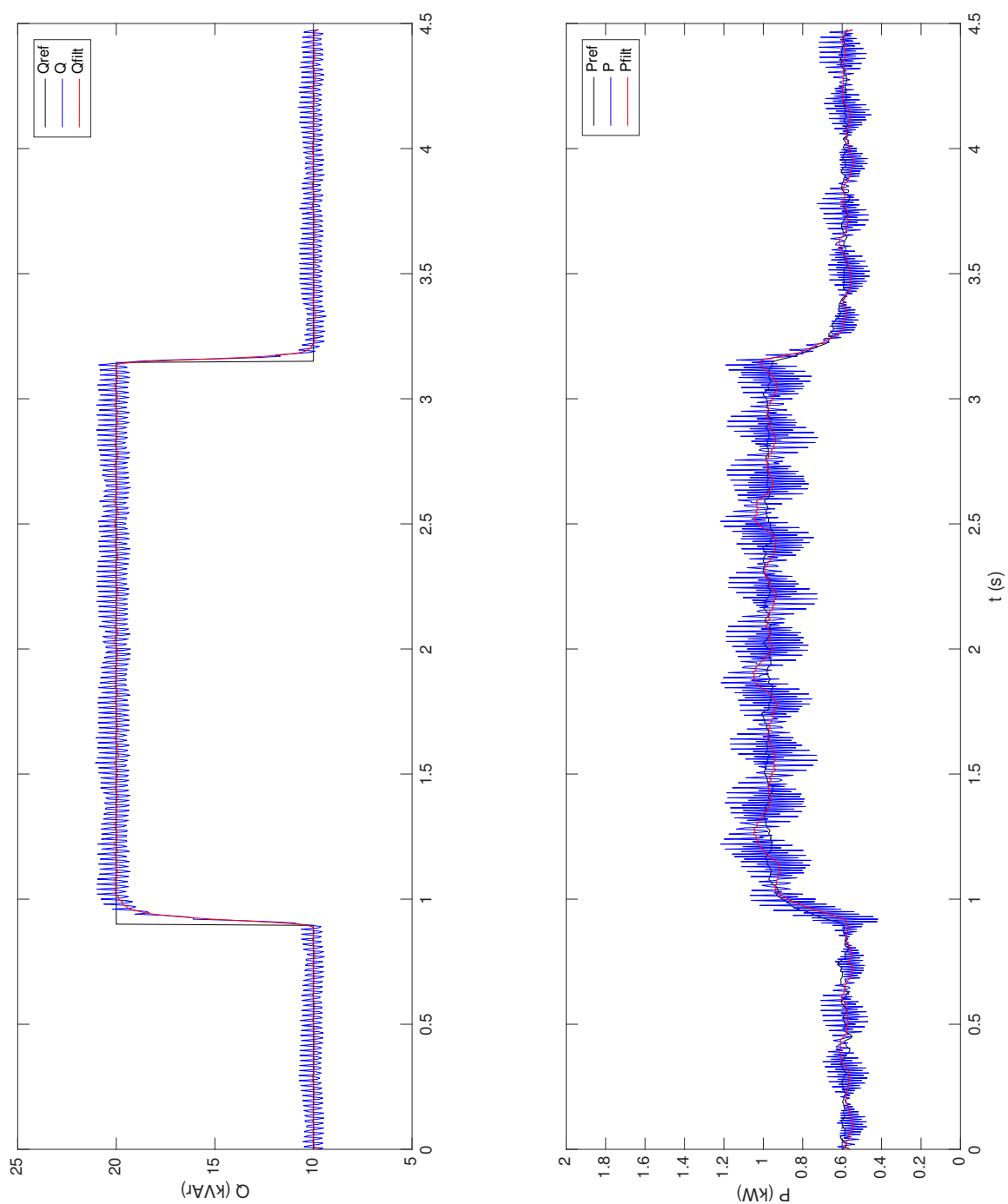


Figura 4.23: Transitorio en Q de referencia: 10 - 20 - 10 kVar. $T_s = 0.1$ s

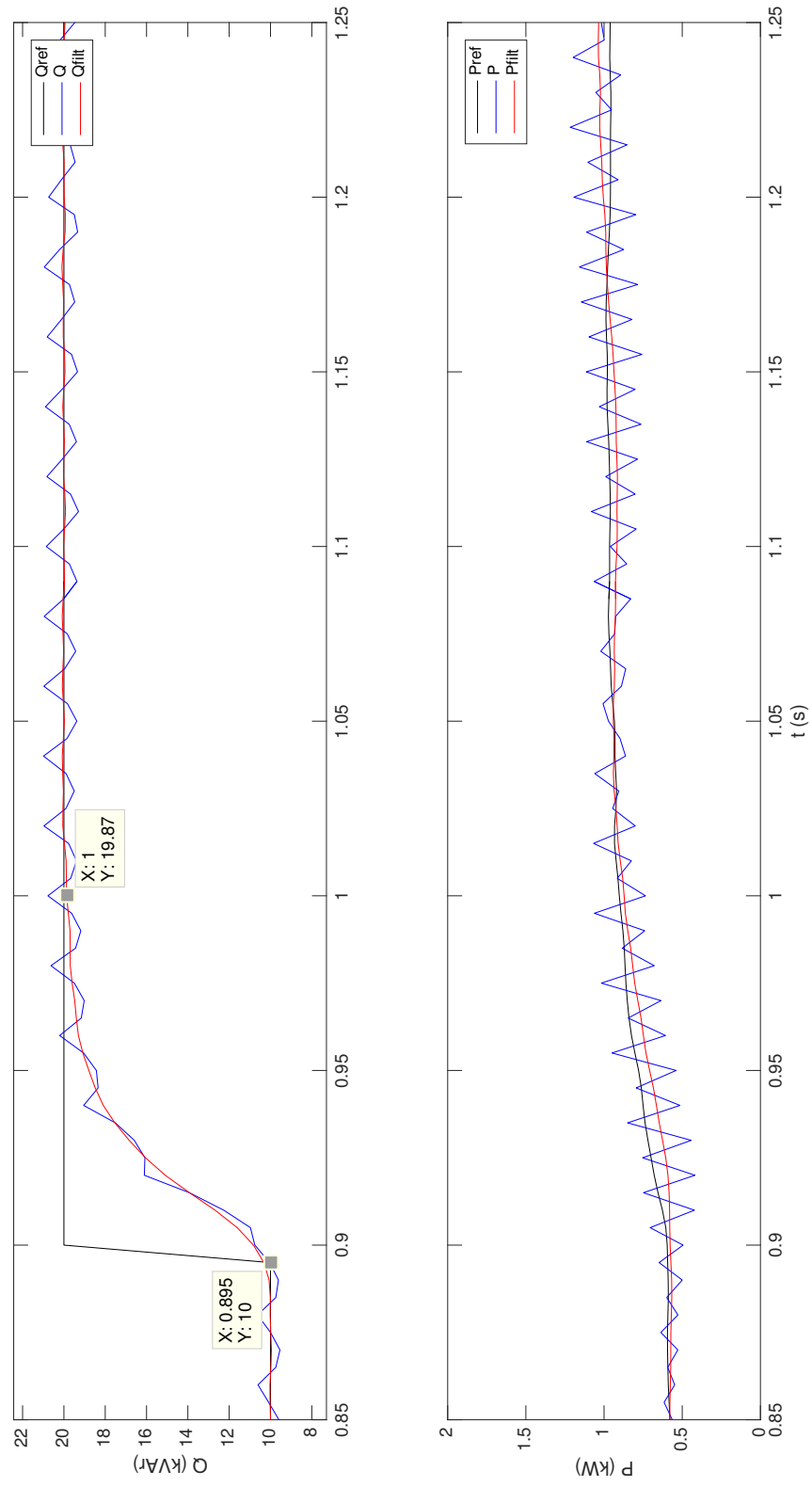


Figura 4.24: Transitorio en Q de referencia: 10 - 20 - 10 kVar. $T_s = 0.1$ s

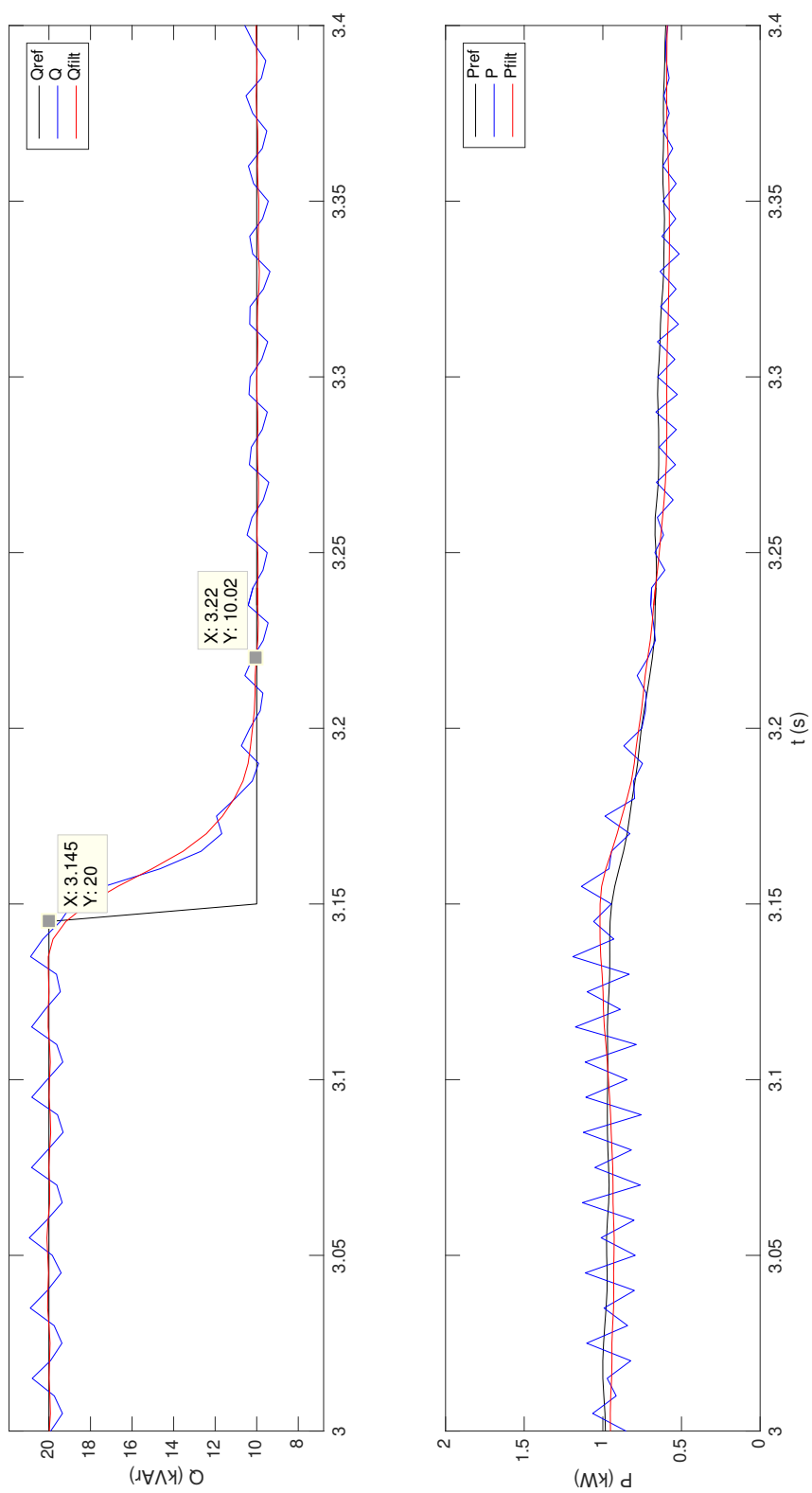


Figura 4.25: Transitorio en Q de referencia: 10 - 20 - 10 kVar. $T_s = 0.1$ s

4.5. Referencias

- [1] G. Escobar, R. Ortega, H. Sira-Ramfrez, and H. Ludvigsen. A hybrid passivity based controller design for a three phase voltage source reversible boost type rectifier. In *Decision and Control, 1998. Proceedings of the 37th IEEE Conference on*, volume 2, pages 2035 –2040 vol.2, dec 1998.
- [2] G. Escobar, A.M. Stankovic, J.M. Carrasco, E. Galvan, and R. Ortega. Analysis and design of direct power control (dpc) for a three phase synchronous rectifier via output regulation subspaces. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 18(3):823 – 830, may 2003.

Capítulo 5

Diseño del Controlador DPC bajo condiciones de tensiones de red desbalanceadas y/o distorsionadas

5.1. Introducción

En los capítulos 3 y 4, se desarrollaron unos controladores DPC, basados en PI y en control adaptativo, asumiendo que la red es balanceada y sin contenido armónico. En este capítulo, en el que se considera las tensiones de red desbalanceadas y/o distorsionadas, no se puede aplicar la simplificación realizada en aquellos capítulos. Dicha simplificación se basaba en el cálculo de la derivada de la tensión, la cual se podía calcular como:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}(v_{\alpha\beta}) &= \omega J v_{\alpha\beta} \\ \frac{d}{dt}(v_{\alpha\beta}^T) &= (\omega J v_{\alpha\beta})^T = \omega v_{\alpha\beta}^T J^T = -\omega v_{\alpha\beta}^T J\end{aligned}\tag{3.5}$$

En este capítulo no se aplicará dicha simplificación y se diseñará un controlador repetitivo que consiga alcanzar los objetivos del diseño.

El control del sistema completo, al igual que los controles desarrollados anteriormente, consiste en dos bucles anidados denominados bucle interno y bucle externo. El bucle interno es el encargado del control de la potencia instantánea mientras que el bucle externo está destinado al control de la tensión del DC-Link.

En la figura 5.1 se representa el diagrama de bloques del control DPC

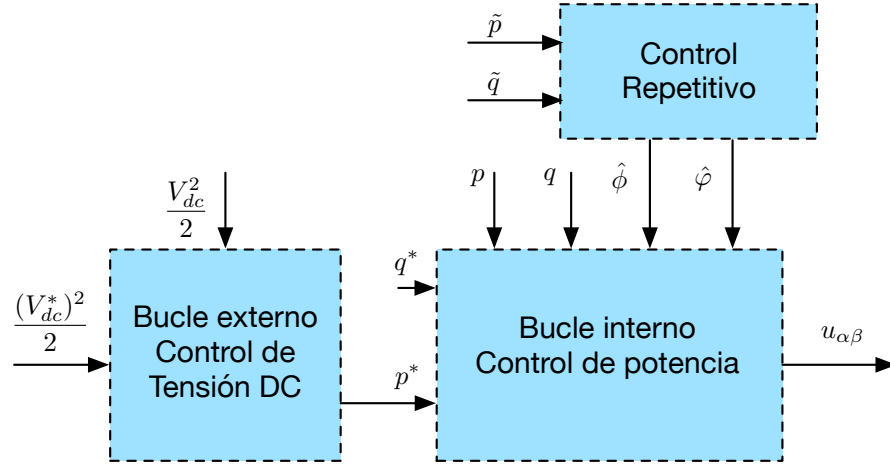


Figura 5.1: Diagrama de bloques del control DPC Adaptativo

Repetitivo. Están remarcados los bloques constituyentes del control, entre los que se encuentran los citados bucles externo e interno, y el término que implementa el control repetitivo que se diseñará para obtener unas señales estimadas ($\hat{\phi}$, y $\hat{\varphi}$) con las que se podrán obtener unos resultados aceptables aún cuando las tensiones de red no sean balanceadas o con contenido armónico.

A continuación se detallará el bucle interno, mientras que en el capítulo 6 se aborda el control del bucle externo, el cual es común para todos los controles DPC desarrollados.

5.2. Diseño del control del sistema. Bucle interno

5.2.1. Ecuaciones de las dinámicas de la potencia activa y reactiva

Las siguientes ecuaciones describen la dinámica de la potencia activa y reactiva (obtenidas en el capítulo 3):

$$L \frac{dp}{dt} = L \frac{d}{dt}(v_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta}) = L \frac{d}{dt}(v_{\alpha\beta}^T) i_{\alpha\beta} + L v_{\alpha\beta}^T \frac{d}{dt}(i_{\alpha\beta}) \quad (3.4)$$

$$L \frac{dq}{dt} = L \frac{d}{dt}(v_{\alpha\beta}^T J i_{\alpha\beta}) = L \frac{d}{dt}(v_{\alpha\beta}^T) J i_{\alpha\beta} + L v_{\alpha\beta}^T J \frac{d}{dt}(i_{\alpha\beta}) \quad (3.9)$$

La expresión de la derivada de la corriente se puede obtener de la ecuación del modelo (2.35), de la cual despejando:

$$L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = v_{\alpha\beta} - R i_{\alpha\beta} - u_{\alpha\beta} \quad (5.1)$$

Sustituyendo en la ecuación de la derivada de la potencia activa y reactiva:

$$L \frac{dp}{dt} = L \frac{d}{dt}(v_{\alpha\beta}^T) i_{\alpha\beta} + v_{\alpha\beta}^T (v_{\alpha\beta} - R i_{\alpha\beta} - u_{\alpha\beta}) \quad (5.2)$$

$$L \frac{dq}{dt} = L \frac{d}{dt}(v_{\alpha\beta}^T) J i_{\alpha\beta} + v_{\alpha\beta}^T J (v_{\alpha\beta} - R i_{\alpha\beta} - u_{\alpha\beta}) \quad (5.3)$$

Ahora bien, teniendo en cuenta las expresiones de p (3.1) y de q (3.2), y reordenando, se obtienen las expresiones:

$$L \frac{dp}{dt} = |v_{\alpha\beta}|^2 + L \frac{d}{dt}(v_{\alpha\beta}^T) i_{\alpha\beta} - R p - v_{\alpha\beta}^T u_{\alpha\beta} \quad (5.4)$$

$$L \frac{dq}{dt} = L \frac{d}{dt}(v_{\alpha\beta}^T) J i_{\alpha\beta} - R q - v_{\alpha\beta}^T J u_{\alpha\beta} \quad (5.5)$$

5.2.2. Ecuaciones de control de la potencia activa

Una vez definidas las ecuaciones de las dinámicas de las potencias activa y reactiva instantáneas, se pasará a continuación al desarrollo del control.

El objetivo del control consiste en llevar las potencias p y q , a unas referencias previamente establecidas denominadas p^* y q^* , respectivamente.

Partiendo de la ecuación de la derivada de la potencia activa p (5.4), sumando y restando términos se obtiene:

$$L \frac{dp}{dt} \pm L \frac{dp^*}{dt} \pm k_p \tilde{p} = |v_{\alpha\beta}|^2 + L \frac{d}{dt}(v_{\alpha\beta}^T) i_{\alpha\beta} - R p \pm R p^* - v_{\alpha\beta}^T u_{\alpha\beta} \quad (5.6)$$

donde se define el error de potencia p como:

$$\tilde{p} \triangleq p - p^* \quad (5.7)$$

Reordenando y agrupando términos:

$$L \frac{d\tilde{p}}{dt} + (k_p + R) \tilde{p} + L \frac{dp^*}{dt} - k_p \tilde{p} = |v_{\alpha\beta}|^2 + L \frac{d}{dt}(v_{\alpha\beta}^T) i_{\alpha\beta} - R p^* - v_{\alpha\beta}^T u_{\alpha\beta} \quad (5.8)$$

Matizar que en este capítulo, al suponer que las tensiones pueden ser desbalanceadas y/o distorsionadas, la referencia de potencia p^* no se puede suponer constante¹. La acción de control $u_{\alpha\beta}$ se definirá como:

$$u_{\alpha\beta} \triangleq \left(|v_{\alpha\beta}|^2 + L \frac{d}{dt}(v_{\alpha\beta}^T) i_{\alpha\beta} - L \frac{dp^*}{dt} - R p^* + k_p \tilde{p} \right) \frac{v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} + k_1 \frac{J v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} \quad (5.9)$$

donde se ha usado una variable genérica k_1 junto con un vector unitario en cuadratura con la tensión de red $v_{\alpha\beta}$, ya que dicho término será nulo al sustituir.

Haciendo la sustitución de $u_{\alpha\beta}$ en la ecuación anterior, se obtiene la expresión del bucle cerrado, que queda reducida a:

$$L \frac{d\tilde{p}}{dt} + (k_p + R) \tilde{p} = 0 \quad (5.10)$$

Ajustando el valor de la constante de control k_p , se puede asegurar que

¹Si las tensiones no son balanceadas y/o disponen de contenido armónico, para obtener una potencia constante, es muy probable que se necesite que la referencia de potencia no sea constante (por la propia definición de la potencia como producto entre tensiones y corrientes).

el error de potencia \tilde{p} tiende a 0 con el tiempo.

5.2.3. Ecuaciones de control de la potencia reactiva

Se realizará a continuación el mismo desarrollo realizado para la potencia activa p , para la potencia reactiva q .

Partiendo de la ecuación de la derivada de la potencia reactiva q (5.5), sumando y restando términos se obtiene:

$$L \frac{dq}{dt} \pm L \frac{dq^*}{dt} \pm k_q \tilde{q} = L \frac{d}{dt} (v_{\alpha\beta}^T) J i_{\alpha\beta} - R q \pm R q^* - v_{\alpha\beta}^T J u_{\alpha\beta} \quad (5.11)$$

donde se define el error de potencia q como:

$$\tilde{q} \triangleq q - q^* \quad (5.12)$$

Reordenando y agrupando términos:

$$L \frac{d\tilde{q}}{dt} + (k_q + R) \tilde{q} + L \frac{dq^*}{dt} - k_q \tilde{q} = L \frac{d}{dt} (v_{\alpha\beta}^T) J i_{\alpha\beta} - R q^* - v_{\alpha\beta}^T J u_{\alpha\beta} \quad (5.13)$$

De nuevo matizar que en este capítulo, al suponer que las tensiones pueden ser desbalanceadas y/o distorsionadas, la referencia de potencia q^* no se puede suponer constante. La acción de control $u_{\alpha\beta}$ se definirá como:

$$u_{\alpha\beta} \triangleq - \left(L \frac{d}{dt} (v_{\alpha\beta}^T) J i_{\alpha\beta} - L \frac{dq^*}{dt} - R q^* + k_q \tilde{q} \right) \frac{J v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} + k_2 \frac{v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} \quad (5.14)$$

donde esta vez se ha usado una variable genérica k_2 junto con un vector unitario colineal con el vector de la tensión de red $v_{\alpha\beta}$, ya que dicho término será

nulo al sustituir.

Haciendo la sustitución de $u_{\alpha\beta}$ en la ecuación anterior, se obtiene la expresión del bucle cerrado, que queda reducida a:

$$L \frac{d\tilde{q}}{dt} + (k_q + R) \tilde{q} = 0 \quad (5.15)$$

Ajustando el valor de la constante de control k_q , se puede asegurar que el error de potencia \tilde{q} tiende a 0 con el tiempo.

5.2.4. Ecuaciones de control simultáneo de las potencias activa y reactiva

Como se ha visto hasta ahora, se han propuesto dos controles independientes para controlar la potencia activa p y la potencia reactiva q , correspondientes con las ecuaciones (5.9) y (5.14).

Dado que dichas ecuaciones resultan ser vectores que están en cuadratura (son perpendiculares en el plano $\alpha\beta$) las variables genéricas k_1 y k_2 pueden ser sustituidas por las expresiones:

$$k_1 \triangleq - \left(L \frac{d}{dt} (v_{\alpha\beta}^T) J i_{\alpha\beta} - L \frac{dq^*}{dt} - R q^* + k_q \tilde{q} \right) \quad (5.16)$$

$$k_2 \triangleq \left(|v_{\alpha\beta}|^2 + L \frac{d}{dt} (v_{\alpha\beta}^T) i_{\alpha\beta} - L \frac{dp^*}{dt} - R p^* + k_p \tilde{p} \right) \quad (5.17)$$

consiguiendo que los dos controles converjan en un sólo controlador:

$$u_{\alpha\beta} \triangleq \left(|v_{\alpha\beta}|^2 + L \frac{d}{dt} (v_{\alpha\beta}^T) i_{\alpha\beta} - L \frac{dp^*}{dt} - R p^* + k_p \tilde{p} \right) \frac{v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} - \left(L \frac{d}{dt} (v_{\alpha\beta}^T) J i_{\alpha\beta} - L \frac{dq^*}{dt} - R q^* + k_q \tilde{q} \right) \frac{J v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} \quad (5.18)$$

Agrupando términos:

$$u_{\alpha\beta} \triangleq u_{\alpha\beta}^{eq} + k_p \tilde{p} \frac{v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} - k_q \tilde{q} \frac{J v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} \quad (5.19)$$

siendo $u_{\alpha\beta}^{eq}$ el valor de la acción de control $u_{\alpha\beta}$ de equilibrio (o régimen permanente), en el cual habrá error de potencia nulo ($\tilde{p} = 0$ y $\tilde{q} = 0$), y que tiene la siguiente expresión:

$$u_{\alpha\beta}^{eq} \triangleq \left(|v_{\alpha\beta}|^2 + \phi \right) \frac{v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} - \varphi \frac{J v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} \quad (5.20)$$

donde se han definido las expresiones:

$$\phi \triangleq L \frac{d}{dt} (v_{\alpha\beta}^T) i_{\alpha\beta} - L \frac{dp^*}{dt} - R p^* \quad (5.21)$$

$$\varphi \triangleq L \frac{d}{dt} (v_{\alpha\beta}^T) J i_{\alpha\beta} - L \frac{dq^*}{dt} - R q^* \quad (5.22)$$

La ecuación (5.19) representa la acción de control con la que se podrá determinar la evolución temporal de las potencias activa y reactiva. Con las constantes de control k_p y k_q , se podría ajustar el tiempo de establecimiento de las potencias a sus referencias. Sin embargo, el desconocimiento absoluto de las expresiones de ϕ y de φ (sobretudo de los valores de L y R , pero también de las derivadas de las tensiones y de las referencias de potencia), nos conduce a crear un estimador de dichas expresiones para que el controlador se pueda ajustar.

5.3. Diseño

El diseño del control se basará en la expresión (5.19) desarrollada anteriormente, pero usando unas expresiones de ϕ y de φ estimadas:

$$u_{\alpha\beta} \triangleq u_{\alpha\beta}^{eq} + k_p \tilde{p} \frac{v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} - k_q \tilde{q} \frac{J v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} \quad (5.23)$$

siendo $u_{\alpha\beta}^{eq}$:

$$u_{\alpha\beta}^{eq} \triangleq \left(|v_{\alpha\beta}|^2 + \hat{\phi} \right) \frac{v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} - \hat{\varphi} \frac{J v_{\alpha\beta}}{|v_{\alpha\beta}|^2} \quad (5.24)$$

y donde se han definido:

$$\hat{\phi} \triangleq \sum_{k \in H}^{\infty} \rho_k^T \hat{\phi}_k, \quad H = \{0, 2, 4, \dots, \infty\} \quad (5.25)$$

$$\hat{\varphi} \triangleq \sum_{k \in H}^{\infty} \rho_k^T \hat{\varphi}_k, \quad H = \{0, 2, 4, \dots, \infty\} \quad (5.26)$$

$$\rho_k^T = \{\cos(k\omega t) \sin(k\omega t)\} \quad (5.27)$$

$$\hat{\phi}_k = \{\hat{\phi}_k^r \hat{\phi}_k^i\} \quad (5.28)$$

$$\hat{\varphi}_k = \{\hat{\varphi}_k^r \hat{\varphi}_k^i\} \quad (5.29)$$

Puede observarse en la expresiones estimadas de $\hat{\phi}$ y de $\hat{\varphi}$, que se han tomado armónicos pares $H_{par} = \{2, 4, \dots, \infty\}$ y la componente de continua ($H_0 = 0$). Esto se justifica por el hecho de que las potencias son productos entre tensiones y corrientes, y que ambas contendrán fundamentalmente armónicos impares, y por lo tanto su producto serán armónicos pares y una componente de continua.

Con esta ley de control expresada mediante las ecuaciones (5.23) - (5.29), las dinámicas de las potencias se pueden obtener sustituyendo (5.23) en (5.4) y (5.5), y quedarían:

$$L \frac{d\tilde{p}}{dt} = -k_p \tilde{p} - \sum_{k \in H}^{\infty} \rho_k^T \tilde{\phi}_k \quad (5.30)$$

$$L \frac{d\tilde{q}}{dt} = -k_q \tilde{q} - \sum_{k \in H}^{\infty} \rho_k^T \tilde{\varphi}_k \quad (5.31)$$

donde se han definido los errores de las estimaciones como:

$$\tilde{\phi}_k \triangleq \hat{\phi}_k - \phi_k \quad (5.32)$$

$$\tilde{\varphi}_k \triangleq \hat{\varphi}_k - \varphi_k \quad (5.33)$$

Para la estimación de los parámetros se propone la siguiente función H definida positiva de Lyapunov:

$$H = \frac{1}{2} L \tilde{p}^2 + \frac{1}{2} L \tilde{q}^2 + \sum_{k \in H}^{\infty} \frac{1}{2 \gamma_k} \tilde{\phi}_k^T \tilde{\phi}_k + \sum_{k \in H}^{\infty} \frac{1}{2 \xi_k} \tilde{\varphi}_k^T \tilde{\varphi}_k > 0 \quad (5.34)$$

donde se han definido γ_k y ξ_k como constantes de ajuste positivas.

Se definen las siguientes expresiones para poder operar en la expresión anterior:

$$\tilde{\phi}_k = \left\{ \tilde{\phi}_k^r \tilde{\phi}_k^i \right\} \quad (5.35)$$

$$\tilde{\varphi}_k = \left\{ \tilde{\varphi}_k^r \tilde{\varphi}_k^i \right\} \quad (5.36)$$

Sustituyendo en la expresión de H (ecuación (5.34)):

$$H = \frac{1}{2} L \tilde{p}^2 + \frac{1}{2} L \tilde{q}^2 + \sum_{k \in H}^{\infty} \frac{1}{2 \gamma_k} \left[\left(\tilde{\phi}_k^r \right)^2 + \left(\tilde{\phi}_k^i \right)^2 \right] + \sum_{k \in H}^{\infty} \frac{1}{2 \xi_k} \left[\left(\tilde{\varphi}_k^r \right)^2 + \left(\tilde{\varphi}_k^i \right)^2 \right] > 0 \quad (5.37)$$

Derivando la función H , se obtiene:

$$\frac{dH}{dt} = L \tilde{p} \frac{d\tilde{p}}{dt} + L \tilde{q} \frac{d\tilde{q}}{dt} + \sum_{k \in H} \frac{1}{2 \gamma_k} \left[2 \tilde{\phi}_k^r \dot{\tilde{\phi}}_k^r + 2 \tilde{\phi}_k^i \dot{\tilde{\phi}}_k^i \right] + \sum_{k \in H} \frac{1}{2 \xi_k} \left[2 \tilde{\varphi}_k^r \dot{\tilde{\varphi}}_k^r + 2 \tilde{\varphi}_k^i \dot{\tilde{\varphi}}_k^i \right] \quad (5.38)$$

Sustituyendo las expresiones de las dinámicas de los errores de las potencias (5.30) y (5.31):

$$\frac{dH}{dt} = \tilde{p} \left(-k_p \tilde{p} - \sum_{k \in H} \rho_k^T \tilde{\phi}_k \right) + \tilde{q} \left(-k_q \tilde{q} - \sum_{k \in H} \rho_k^T \tilde{\varphi}_k \right) + \sum_{k \in H} \frac{1}{\gamma_k} \dot{\tilde{\phi}}_k^T \tilde{\phi}_k + \sum_{k \in H} \frac{1}{\xi_k} \dot{\tilde{\varphi}}_k^T \tilde{\varphi}_k \quad (5.39)$$

Agrupando términos:

$$\frac{dH}{dt} = -k_p \tilde{p}^2 - k_q \tilde{q}^2 + \sum_{k \in H} \left[\left(\frac{1}{\gamma_k} \dot{\tilde{\phi}}_k^T - \tilde{p} \rho_k^T \right) \tilde{\phi}_k + \left(\frac{1}{\xi_k} \dot{\tilde{\varphi}}_k^T - \tilde{q} \rho_k^T \right) \tilde{\varphi}_k \right] \quad (5.40)$$

Si se usan las siguientes expresiones:

$$\frac{d\tilde{\phi}_k}{dt} = \gamma_k \tilde{p} \rho_k^T \quad (5.41)$$

$$\frac{d\tilde{\varphi}_k}{dt} = \xi_k \tilde{q} \rho_k^T \quad (5.42)$$

la ecuación (5.40) quedaría como:

$$\frac{dH}{dt} = -k_p \tilde{p}^2 - k_q \tilde{q}^2 \leq 0 \quad (5.43)$$

Por el teorema de Lasalle, si una función es definida positiva ($H > 0$), y su derivada es semidefinida negativa ($\frac{dH}{dt} \leq 0$), entonces el sistema es asintóticamente estable, concluyendo que los errores de las potencias tienden a cero $\tilde{p} \rightarrow 0$ y $\tilde{q} \rightarrow 0$.

Con esto, de las expresiones (5.41) y (5.42) se puede obtener que:

$$\frac{d\tilde{\phi}_k}{dt} \rightarrow 0 \Rightarrow \tilde{\phi}_k = cte \quad (5.44)$$

$$\frac{d\tilde{\varphi}_k}{dt} \rightarrow 0 \Rightarrow \tilde{\varphi}_k = cte \quad (5.45)$$

Además, de las ecuaciones (5.30) y (5.31), si se hace $\tilde{p} \rightarrow 0$ y $\tilde{q} \rightarrow 0$, se obtiene que los errores de los parámetros también tienden a cero $\tilde{\phi}_k \rightarrow 0$ y $\tilde{\varphi}_k \rightarrow 0$.

Finalmente, si se toma en consideración que los parámetros ϕ_k y φ_k son constantes o que varían muy lentamente con el tiempo:

$$\frac{d\tilde{\phi}_k}{dt} \approx \frac{d\hat{\phi}_k}{dt} \quad (5.46)$$

$$\frac{d\tilde{\varphi}_k}{dt} \approx \frac{d\hat{\varphi}_k}{dt} \quad (5.47)$$

con lo que las expresiones de los estimadores quedarían como:

$$\frac{d\hat{\phi}_k}{dt} = \gamma_k \tilde{p} \rho_k^T \quad (5.48)$$

$$\frac{d\hat{\varphi}_k}{dt} = \xi_k \tilde{q} \rho_k^T \quad (5.49)$$

Hay que recordar que estas expresiones representan un estimador para cada armónico par k . Estas expresiones de los estimadores pueden ser expresadas con mayor facilidad en el dominio de Laplace, usando las siguientes definiciones:

$$\psi_k^r \triangleq \rho_k^T \hat{\phi}_k \quad (5.50)$$

$$\psi_k^i \triangleq \rho_k^T J \hat{\phi}_k \quad (5.51)$$

Derivando se obtiene:

$$\dot{\psi}_k^r = \dot{\rho}_k^T \hat{\phi}_k + \rho_k^T \dot{\hat{\phi}}_k \quad (5.52)$$

$$\dot{\psi}_k^i = \dot{\rho}_k^T J \hat{\phi}_k + \rho_k^T J \dot{\hat{\phi}}_k \quad (5.53)$$

Operando y sustituyendo las expresiones (5.48) y (5.49):

$$\dot{\psi}_k^r = -k \omega \rho_k^T J \hat{\phi}_k + \rho_k^T \gamma_k \tilde{p} \rho_k^T \quad (5.54)$$

$$\dot{\psi}_k^i = -k \omega \rho_k^T J J \hat{\phi}_k + \rho_k^T J \xi_k \tilde{q} \rho_k^T \quad (5.55)$$

Simplificando y haciendo uso de la expresión de ψ_k^r y ψ_k^i :

$$\dot{\psi}_k^r = \gamma_k \tilde{p} - k \omega \psi_k^i \quad (5.56)$$

$$\dot{\psi}_k^i = k \omega \psi_k^r \quad (5.57)$$

Pasando a dominio de Laplace:

$$s \psi_k^r = \gamma_k \tilde{p} - k \omega \psi_k^i \quad (5.58)$$

$$s \psi_k^i = k \omega \psi_k^r \quad (5.59)$$

Sustituyendo la segunda expresión en la primera:

$$s \psi_k^r = \gamma_k \tilde{p} - \frac{k^2 \omega^2 \psi_k^r}{s} \quad (5.60)$$

Despejando la expresión de ψ_k^r queda:

$$\psi_k^r = \frac{\gamma_k s}{s^2 + k^2 \omega^2} \tilde{p} \quad (5.61)$$

La expresión final del controlador $\hat{\phi}$ sería:

$$\hat{\phi} = \sum_{k \in H}^{\infty} \rho_k^T \hat{\phi}_k = \sum_{k \in H}^{\infty} \frac{\gamma_k s}{s^2 + k^2 \omega^2} \tilde{p}, \quad H = \{0, 2, 4, \dots, \infty\} \quad (5.62)$$

Haciendo el mismo desarrollo para $\hat{\varphi}$ obtendríamos:

$$\hat{\varphi} = \sum_{k \in H}^{\infty} \rho_k^T \hat{\varphi}_k = \sum_{k \in H}^{\infty} \frac{\xi_k s}{s^2 + k^2 \omega^2} \tilde{q}, \quad H = \{0, 2, 4, \dots, \infty\} \quad (5.63)$$

Obtenemos por tanto unos controladores resonantes para cada armónico par.

Si se definen los coeficientes γ_k y ξ_k de una forma determinada, se puede realizar una simplificación muy notable al obtener un controlador repetitivo (ver referencia [1]):

$$\gamma_k \triangleq \frac{4 \omega k_{rp}}{\pi} \quad (5.64)$$

$$\xi_k \triangleq \frac{4 \omega k_{rp}}{\pi} \quad (5.65)$$

$$\hat{\phi} = \frac{2 \omega k_{rp}}{\pi} \frac{1}{s} \tilde{p} + k_{rp} \coth \left(\frac{\pi s}{2 \omega} \right) \tilde{p} \quad (5.66)$$

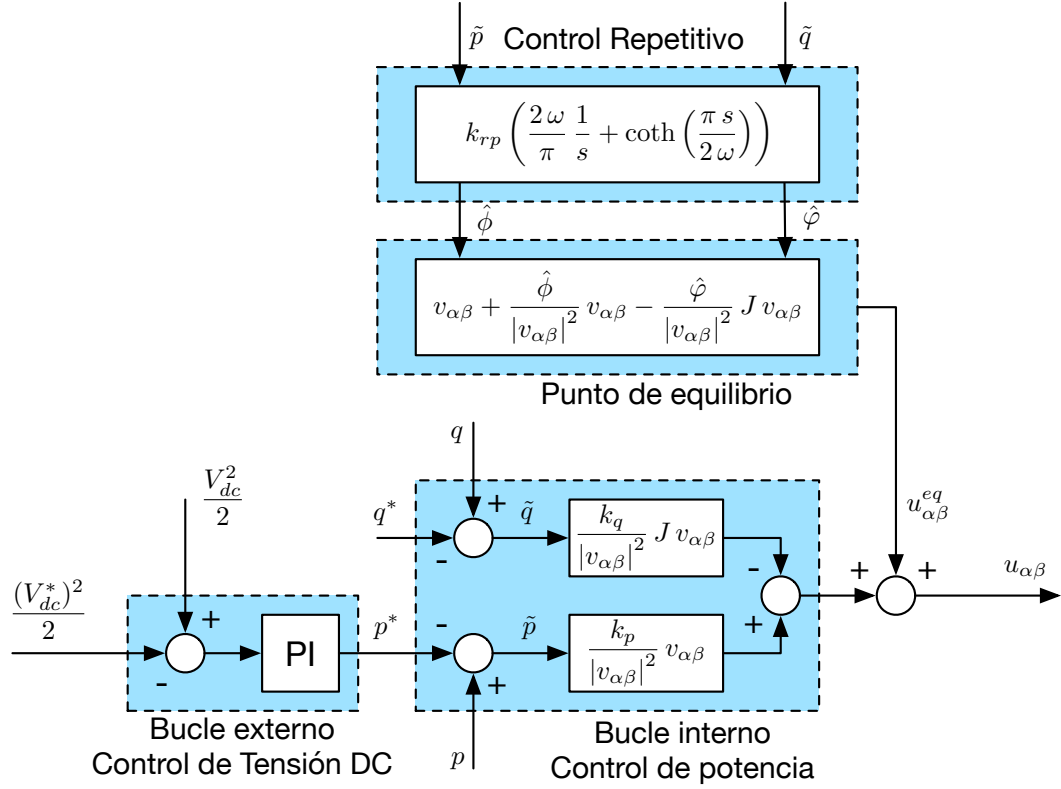


Figura 5.2: Diagrama de bloques detallado del control DPC Repetitivo

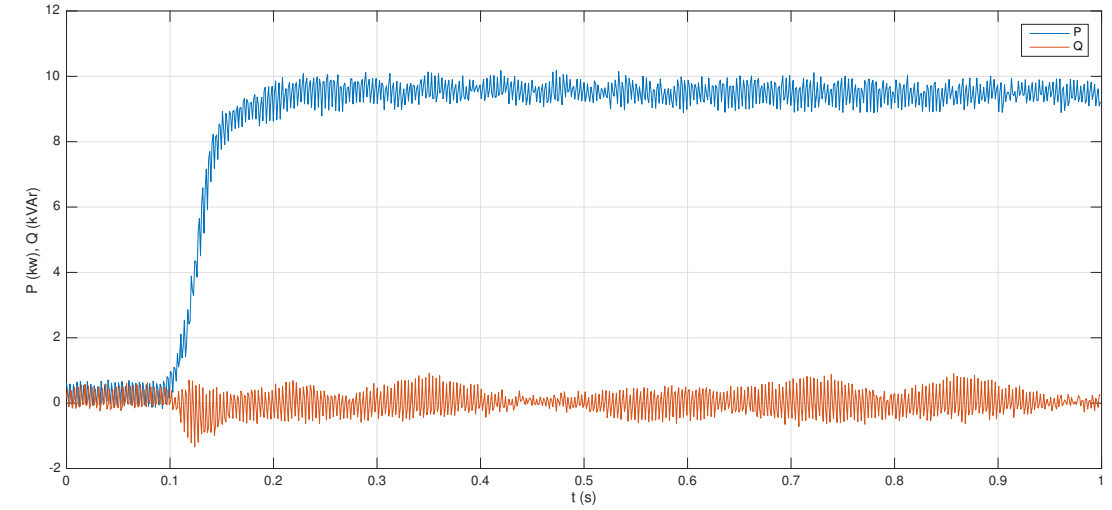
$$\hat{\varphi} = \frac{2\omega k_{rp}}{\pi} \frac{1}{s} \tilde{q} + k_{rp} \coth\left(\frac{\pi s}{2\omega}\right) \tilde{q} \quad (5.67)$$

donde k_{rp} es una constante de ajuste del control repetitivo.

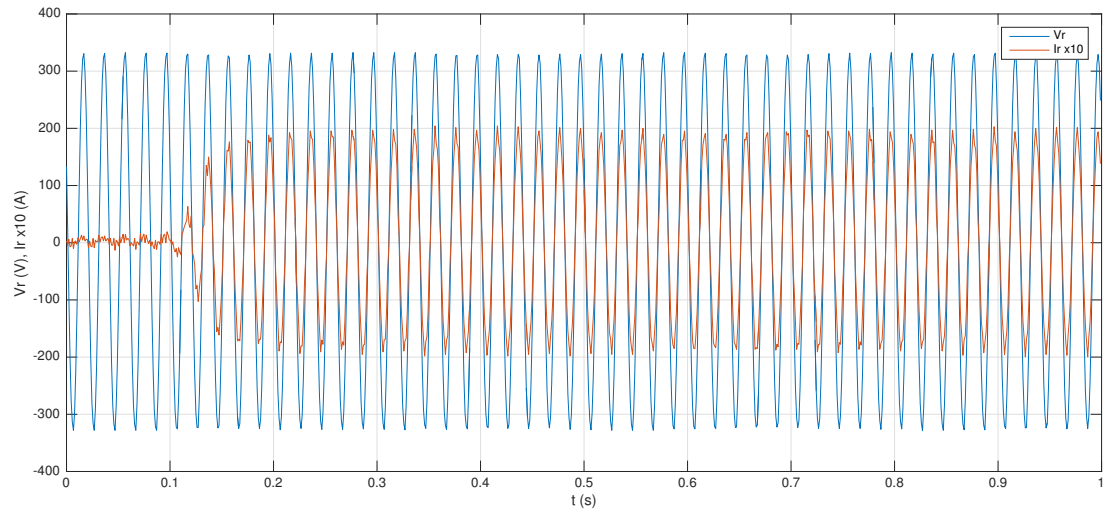
Finalmente, en la figura 5.2 se puede observar todo el control descrito en este apartado junto con las ecuaciones usadas en cada uno de los bloques. Recalcar que en la implementación del control en el DSP, el control repetitivo no realiza cálculos con la cotangente hiperbólica que aparece en las ecuaciones. Estas expresiones se ha implementado con las técnicas de discretización habituales, las cuales proporcionan un filtro digital muy sencillo de implementar, y por supuesto, resulta mucho más rápido en ejecución si se compara con la implementación de varios controles resonantes (haría falta implementar uno por cada armónico).

5.4. Resultados experimentales

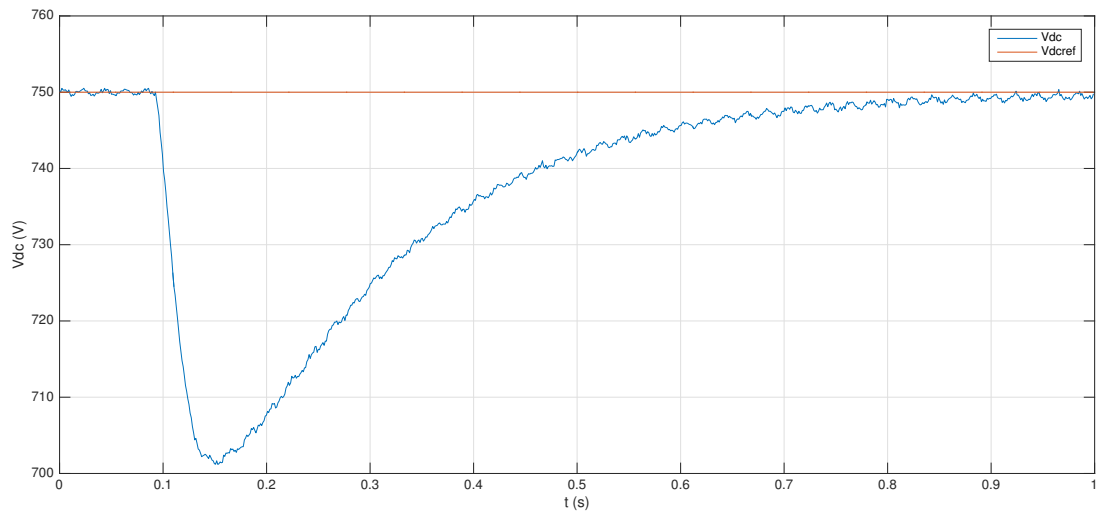
Dado que el ajuste del controlador no ha sido diseñado (será una de las cosas a realizar en un futuro), las constantes del control DPC repetitivo fueron ajustadas de manera experimental, probando inicialmente con las mismas constantes usadas en las simulaciones. Una vez ajustado el controlador se observa un comportamiento bastante bueno. En la figura (5.3) se muestra el transitorio producido al conectar una carga de 60 ohmios en el DC-Link. En la figura (5.3a) se muestra la evolución temporal de las potencias activa y reactiva. Se puede observar que en un tiempo aproximado de 0,1 segundo, la potencia alcanza el valor final. En la figura (5.3b) se observa el transitorio producido en las corrientes (dado que lo representado en las figuras ha sido capturado por el propio DSP, en las medidas se puede apreciar los efectos del submuestreo usado 1/25). Finalmente en la figura (5.3c) se representa la caída de tensión del DC-Link producida por la conexión de la carga de 60 ohmios, que aproximadamente son 50 voltios.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.3: Resultados experimentales DPC Repetitivo: (a) Potencias, (b) Tensión y corriente fase R, (c) Tensión DC-Link

5.5. Referencias

- [1] I. S. Gradshteyn and I.M. Ryzhik. *Table of integrals, series and products*. Elsevier, 2007.

Capítulo 6

Diseño y Ajuste del Control de la tensión del DC-Link

Este capítulo se ha separado del resto de los controladores ya que es común a todos ellos. Aquí se mostrará el diseño y ajuste del bucle de control externo (o lento) que se encarga de generar la referencia de potencia activa necesaria para mantener cargados los condensadores de DC a un valor constante marcado por una referencia.

En la literatura habitualmente este controlador se basa en un PI, cuya entrada es el error de tensión DC. Sin embargo, es conveniente usar las tensiones DC al cuadrado, ya que en las ecuaciones obtenidas del modelo aparecen las tensiones al cuadrado, proporcionando un controlador más fácil de ajustar (de hecho se obtiene un sistema de primer orden usando las tensiones al cuadrado). [1]

6.1. Bucle externo. Control de la tensión del DC-Link

Dada la tensión dc de referencia V_{dc}^* , el objetivo de este bucle es la de llevar la tensión dc V_{dc} a dicha referencia.

La ecuación de la dinámica de la tensión dc es:

$$C \frac{d}{dt} \left(\frac{V_{dc}^2}{2} \right) = \frac{V_{dc}}{2} \delta_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} - \frac{V_{dc}^2}{R_L} \quad (4.2)$$

en la cual se incluirá la definición de acción de control $\frac{V_{dc}}{2} \delta_{\alpha\beta} = u_{\alpha\beta}$, y la expresión del vector de referencia (4.24):

$$u_{\alpha\beta} = u_{\alpha\beta}^{eq} + \frac{k_p}{|v_{\alpha\beta}|^2} \tilde{p} v_{\alpha\beta} - \frac{k_q}{|v_{\alpha\beta}|^2} \tilde{q} J v_{\alpha\beta} \quad (4.24)$$

$$u_{\alpha\beta}^{eq} = v_{\alpha\beta} - \frac{\hat{X} q + \hat{R} p}{|v_{\alpha\beta}|^2} v_{\alpha\beta} - \frac{\hat{X} p - \hat{R} q}{|v_{\alpha\beta}|^2} J v_{\alpha\beta} \quad (4.31)$$

Asumiendo que este bucle de control es lento en comparación con el bucle de control de la potencia, se puede establecer que:

$$\begin{aligned} p &\simeq p^* \Rightarrow \tilde{p} = 0 \\ q &\simeq q^* \Rightarrow \tilde{q} = 0 \\ \hat{X} &= X \\ \hat{R} &= R \end{aligned}$$

y por lo tanto $u_{\alpha\beta} = u_{\alpha\beta}^{eq}$, quedando la expresión de la dinámica de la tensión como:

$$C \frac{d}{dt} \left(\frac{V_{dc}^2}{2} \right) = \left(1 - \frac{X q + R p}{|v_{\alpha\beta}|^2} \right) v_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} + \frac{X p - R q}{|v_{\alpha\beta}|^2} v_{\alpha\beta}^T J i_{\alpha\beta} - \frac{V_{dc}^2}{R_L} \quad (6.1)$$

Usando la definición de p y de q :

$$C \frac{d}{dt} \left(\frac{V_{dc}^2}{2} \right) = \left(1 - \frac{X q + R p}{|v_{\alpha\beta}|^2} \right) p + \frac{X p - R q}{|v_{\alpha\beta}|^2} q - \frac{V_{dc}^2}{R_L} \quad (6.2)$$

Simplificando se llega a:

$$C \frac{d}{dt} \left(\frac{V_{dc}^2}{2} \right) = p - \frac{R (p^2 + q^2)}{|v_{\alpha\beta}|^2} - \frac{V_{dc}^2}{R_L} \quad (6.3)$$

de donde se puede finalmente reducir a:

$$C \frac{d}{dt} \left(\frac{V_{dc}^2}{2} \right) = p - R |i_{\alpha\beta}|^2 - \frac{V_{dc}^2}{R_L} \quad (6.4)$$

La interpretación física de la ecuación (6.4) es un simple balance de potencia: la potencia activa p absorbida por el inversor, minorada por las pérdidas del equipo $R |i_{\alpha\beta}|^2$, se destina a alimentar la carga de continua R_L y a la carga de los condensadores $C \frac{d}{dt} \left(\frac{V_{dc}^2}{2} \right)$.

Para simplificar el diseño del controlador se propone el siguiente cambio de variable:

$$z \triangleq \frac{V_{dc}^2}{2} \quad (6.5)$$

donde se aprecia que la nueva variable z es la tensión de dc V_{dc} al cuadrado y dividida por dos. Además se usará la siguiente definición del error de esta nueva variable z :

$$\tilde{z} = z^* - z \quad (6.6)$$

donde z^* es la referencia de tensión dc V_{dc}^{ref} , también al cuadrado y dividida por dos. Simplemente sustituyendo estas dos definiciones en la ecuación (6.4), la dinámica de la tensión de condensadores queda como:

$$C \frac{d\tilde{z}}{dt} + \frac{2\tilde{z}}{R_L} = -p + R |i_{\alpha\beta}|^2 + \frac{2z^*}{R_L} \quad (6.7)$$

6.2. Ajuste del bucle externo

Como se puede observar en la ecuación (6.7), la dinámica de la tensión de es una ecuación diferencial de primer orden no homogénea (el lado derecho de la igualdad es distinto de cero). Dado que la dinámica de la tensión de condensadores se ha supuesto mucho más lenta que la dinámica de las potencias, el término homogéneo se puede tratar como constante, siempre y cuando la resistencia de carga R_L también sea constante, lo cual será cierto en régimen permanente. Sin embargo, aún siendo constante el término homogéneo, dado que en general se desconoce el valor de R_L , para eliminar el error en régimen permanente es necesario incluir en el controlador un término integral. Así pues, el controlador que se propone es un simple controlador PI:

$$p^* = k_p \tilde{z} + k_i \int \tilde{z} dt \quad (6.8)$$

donde p^* es la potencia de referencia que será la salida del bucle externo.

Para analizar el bucle cerrado, se realizará el siguiente cambio de variable:

$$\tilde{z} = \frac{d\tilde{y}}{dt} \quad (6.9)$$

quedando el controlador PI de la ecuación (6.8) como:

$$p^* = k_p \frac{d\tilde{y}}{dt} + k_i \tilde{y} \quad (6.10)$$

Ahora bien, una vez que se ha supuesto que la dinámica de la tensión de condensadores es muy lenta en comparación con la dinámicas de las potencias, se puede establecer la igualdad entre la potencia activa medida y la potencia activa de referencia, es decir, que se hará $p^* = p$. Con esto, y sustituyendo (6.10) en la ecuación (6.7), la ecuación de la dinámica de la tensión de condensadores queda:

$$\frac{d^2 \tilde{y}}{dt^2} + \left(\frac{2}{R_L C} + \frac{k_p}{C} \right) \frac{d\tilde{y}}{dt} + \frac{k_i}{C} \tilde{y} = \frac{R}{C} |i_{\alpha\beta}|^2 + \frac{2 z^*}{R_L C} \quad (6.11)$$

Como se puede observar, en esta ocasión se obtiene una ecuación diferencial de segundo grado no homogénea.

La solución a la ecuación homogénea, se corresponde con las raíces del polinomio característico, que son:

$$\lambda_1 = \frac{-m + \sqrt{m^2 - 4n}}{2} \quad (6.12)$$

$$\lambda_2 = \frac{-m - \sqrt{m^2 - 4n}}{2} \quad (6.13)$$

donde se han usado las siguientes definiciones:

$$m = \frac{2}{R_L C} + \frac{k_p}{C} \quad (6.14)$$

$$n = \frac{k_i}{C} \quad (6.15)$$

Atendiendo a los valores de m y n , se podrá conseguir un sistema subamortiguado, críticamente amortiguado y sobreamortiguado. A continuación se realizará el ajuste para los sistemas no oscilantes, es decir, para los casos críticamente amortiguados y sobreamortiguados, que serán los únicos casos de interés.

6.2.1. Sistema críticamente amortiguado

En este caso se cumple que $m^2 - 4n = 0$, con lo que las raíces serán ambas iguales a:

$$\lambda_1 = \lambda_2 = -\frac{m}{2} \quad (6.16)$$

y la solución homogénea de la ecuación (6.11) será:

$$\tilde{y}_h = (c_1 + c_2 t) e^{-\frac{m}{2} t} \quad (6.17)$$

siendo c_1 y c_2 dos constantes que se elegirán con las condiciones iniciales.

Se propone como solución particular la siguiente expresión:

$$\tilde{y}_p = \frac{R}{k_i} |i_{\alpha\beta}|^2 + \frac{2 z^*}{R_L k_i} \quad (6.18)$$

de manera que la solución general será del tipo:

$$\tilde{y} = \tilde{y}_h + \tilde{y}_p = (c_1 + c_2 t) e^{-\frac{m}{2} t} + \frac{R}{k_i} |i_{\alpha\beta}|^2 + \frac{2 z^*}{R_L k_i} \quad (6.19)$$

Aplicando condiciones iniciales, se obtiene:

$$\tilde{y} = \tilde{z}_0 t e^{-\frac{m}{2} t} + \frac{R}{k_i} |i_{\alpha\beta}|^2 + \frac{2 z^*}{R_L k_i} \quad (6.20)$$

donde \tilde{z}_0 es el valor inicial del error de la tensión de condensadores.

Deshaciendo el cambio de variable (6.9), finalmente se obtiene la expresión:

$$\tilde{z} = \frac{d\tilde{y}}{dt} = \tilde{z}_0 \left(1 - \frac{m}{2} t\right) e^{-\frac{m}{2} t} \quad (6.21)$$

Se puede observar que la parte de la solución particular ha desaparecido al tratarse aquella de una constante.

Es posible encontrar los valores de diseño a partir de esta ecuación (6.21), seleccionando un tiempo de establecimiento determinado.

Por ejemplo, si se quiere calcular el tiempo de establecimiento T_s que tarda el error de tensión \tilde{z} en disminuir el 99 % (el error será el 1 % del valor inicial de la referencia), se calcularía como:

$$-0,01 \tilde{z}_0 = \tilde{z}_0 \left(1 - \frac{m}{2} T_s\right) e^{-\frac{m}{2} T_s} \quad (6.22)$$

Al igual que ocurrió con las potencias (se obtiene el mismo tipo de expresión (3.42)), si se define M como:

$$M = \frac{m}{2} T_s \quad (6.23)$$

la expresión anterior queda en la forma:

$$-0,01 = (1 - M) e^{-M} \quad (6.24)$$

y su representación gráfica se corresponde con la misma figura 3.3, y por lo tanto el valor de dicho parámetro M será igual a $M = 6,266544674$. También se obtiene el mismo máximo expresado en la ecuación (3.52):

$$\tilde{z}_{max} = -\tilde{z}_0 e^{-2} \quad (6.25)$$

Se pueden expresar las constantes de control k_p y k_i en función del valor de M , y del tiempo de establecimiento T_s , como sigue:

$$k_p = \frac{2 M C}{T_s} - \frac{2}{R_L} \quad (6.26)$$

$$k_i = \frac{M^2}{T_s^2} C \quad (6.27)$$

Como puede observarse, la constante k_i depende linealmente de la capacidad de los condensadores C , e inversamente al cuadrado del tiempo de es-

tablecimiento T_s . Sin embargo, para mantener el comportamiento críticamente amortiguado del sistema, la constante k_p no sólo depende de C y de T_s , sino también del valor de la resistencia de carga R_L . Esto supone un problema en el ajuste ya que en general, el valor de R_L puede ir cambiando y su valor no es conocido por el control. Es más, habitualmente en el arranque del equipo no se tiene conectada la resistencia de carga, con lo que inicialmente $R_L = \infty$, y una vez arrancado el equipo se conectará la resistencia tomando un valor finito de R_L .

En el diseño del control se deberá por tanto elegir un valor fijo de k_p , y precisamente se tomará suponiendo la resistencia de carga desconectada $R_L = \infty$. En este supuesto, las constantes tendrían los siguientes valores:

$$k_p = \frac{2 M C}{T_s} \quad (6.28)$$

$$k_i = \frac{M^2}{T_s^2} C \quad (6.29)$$

Introduciendo estos valores de diseño en la ecuación del sistema (6.11), ésta quedaría en la forma:

$$\frac{d^2 \tilde{y}}{dt^2} + \left(\frac{2}{R_L C} + \frac{2 M}{T_s} \right) \frac{d\tilde{y}}{dt} + \frac{M^2}{T_s^2} \tilde{y} = \frac{R}{C} |i_{\alpha\beta}|^2 + \frac{2 z^*}{R_L C} \quad (6.30)$$

y por similitud definiremos unos parámetros m' y n' como:

$$m' = \frac{2}{R_L C} + \frac{2 M}{T_s} \quad (6.31)$$

$$n' = \frac{M^2}{T_s^2} \quad (6.32)$$

Como se puede observar, el nuevo valor del parámetro m' será siempre mayor o igual que el parámetro m , y estrictamente mayor si R_L tiene un valor determinado (distinto de ∞). Por otro lado, los parámetros n y n' son iguales.

Se deduce por tanto, que si R_L tiene un valor finito, con estos nuevos valores de m' y n' se obtiene un sistema sobreamortiguado, el cual se estudia en la siguiente sección 6.2.2. Para comprobarlo basta relacionar las nuevas constantes m' y n' , de la siguiente forma:

$$m'^2 - 4n' = m'^2 - 4n > m^2 - 4n = 0 \quad (6.33)$$

Por lo tanto, cuando haya carga R_L siempre se tendrá un sistema sobreamortiguado, ya que:

$$m'^2 - 4n' > 0 \quad (6.34)$$

Si por el contrario, en lugar de haber elegido k_p por la ecuación (6.28), se hubiera tomado la anterior (6.26) para un valor cualquiera de $R_L = R_L^*$, entonces en el caso de que se desconectara la resistencia de carga ($R_L = \infty$), no se puede asegurar que el sistema resultante sea críticamente amortiguado o sobreamortiguado, y por lo tanto se descarta esta elección.

Como conclusión, el sistema aunque sea diseñado para trabajar como críticamente amortiguado en el caso de vacío (resistencia de carga infinita $R_L = \infty$), el comportamiento será sobreamortiguado cuando se conecte una resistencia de carga determinada, por lo que se recomienda que desde un principio el sistema se diseñe como sobreamortiguado (como se detalla en el siguiente apartado 6.2.2).

6.2.2. Sistema sobreamortiguado

En este caso se cumple que $m^2 - 4n > 0$, con lo que las raíces de la solución al sistema (6.11) serán dos raíces reales:

$$\lambda_1 = \frac{-m + \sqrt{m^2 - 4n}}{2} \quad (6.35)$$

$$\lambda_2 = \frac{-m - \sqrt{m^2 - 4n}}{2} \quad (6.36)$$

y la solución de la ecuación homogénea, será:

$$\tilde{y}_h = c_1 e^{\lambda_1 t} + c_2 e^{\lambda_2 t} \quad (6.37)$$

siendo c_1 y c_2 dos constantes que se elegirán con las condiciones iniciales.

Al igual que en el apartado anterior 6.2.1, se propone como solución particular la siguiente expresión:

$$\tilde{y}_p = \frac{R}{k_i} |i_{\alpha\beta}|^2 + \frac{2 z^*}{R_L k_i} \quad (6.38)$$

de manera que la solución general será del tipo:

$$\tilde{y} = \tilde{y}_h + \tilde{y}_p = c_1 e^{\lambda_1 t} + c_2 e^{\lambda_2 t} + \frac{R}{k_i} |i_{\alpha\beta}|^2 + \frac{2 z^*}{R_L k_i} \quad (6.39)$$

Aplicando condiciones iniciales, se obtiene:

$$\tilde{y} = \tilde{z}_0 \frac{e^{\lambda_1 t} - e^{\lambda_2 t}}{\lambda_1 - \lambda_2} + \frac{R}{k_i} |i_{\alpha\beta}|^2 + \frac{2 z^*}{R_L k_i} \quad (6.40)$$

donde \tilde{z}_0 es el valor inicial del error de la tensión de condensadores (al cuadrado y dividida por dos).

Deshaciendo el cambio de variable (6.9), finalmente se obtiene la expresión:

$$\tilde{z} = \frac{d\tilde{y}}{dt} = \tilde{z}_0 \frac{\lambda_1 e^{\lambda_1 t} - \lambda_2 e^{\lambda_2 t}}{\lambda_1 - \lambda_2} \quad (6.41)$$

Se puede observar que la parte de la solución particular ha desaparecido al tratarse aquella de una constante.

Definiendo el parámetro k de manera que $\lambda_2 = k \lambda_1$, es decir, como la relación entre λ_2 y λ_1 , la ecuación (6.41) queda:

$$\tilde{z} = \frac{\tilde{z}_0}{1-k} \left(e^{\lambda_1 t} - k e^{k \lambda_1 t} \right) \quad (6.42)$$

Como se puede observar en la expresión (6.42), existen dos exponenciales que definen la evolución temporal del error de tensión dc. La primera de las exponenciales tiene como constante de tiempo $-1/\lambda_1$ mientras que la segunda tiene $-1/(k \lambda_1)$, es decir, la primera exponencial tiene una constante de tiempo k veces mayor que la segunda exponencial.

Se considerará que el valor de k es muy grande ($k \gg 1$) y por lo tanto la primera exponencial será la dominante, de manera que el efecto de la segunda exponencial se extinguirá mucho más rápido que el efecto de la primera exponencial. Con esta consideración, es posible encontrar los valores de diseño a partir de la ecuación (6.42), seleccionando un tiempo de establecimiento determinado.

Por ejemplo, si se quiere calcular el tiempo de establecimiento T_s que tarda el error de tensión \tilde{z} en disminuir el 99% (el error será el 1% del valor inicial de la referencia), se calcularía como:

$$-0,01 \tilde{z}_0 = \frac{\tilde{z}_0}{1-k} \left(e^{\lambda_1 T_s} - k e^{k \lambda_1 T_s} \right) \simeq \frac{\tilde{z}_0}{1-k} e^{\lambda_1 T_s} \quad (6.43)$$

Simplificando:

$$-0,01 = \frac{1}{1-k} e^{\lambda_1 T_s} \quad (6.44)$$

De esta expresión, se puede obtener el valor de λ_1 en función del tiempo de establecimiento elegido T_s y del valor del parámetro k :

$$\lambda_1 = \frac{1}{T_s} \ln (0,01 (k-1)) \quad (6.45)$$

En principio se puede usar cualquier valor de k , con la única condición

de que sea $k \gg 1$, pero existe un valor óptimo que se puede calcular relacionando las dos exponenciales de la ecuación (6.42):

$$f(k) \doteq \frac{e^{\lambda_1 T_s}}{k e^{k \lambda_1 T_s}} \quad (6.46)$$

Usando el valor calculado para λ_1 en (6.45), la función $f(k)$ queda:

$$f(k) = \frac{1}{k} (0,01 (k-1))^{(1-k)} \quad (6.47)$$

La función $f(k)$ es idéntica a la que se obtuvo al diseñar las potencias y se representa en la figura 3.5, donde se puede observar que tiene un máximo en el valor $k = 36,802$.

También se obtiene el mismo máximo expresado en la ecuación (3.81):

$$\tilde{z}_{max} = -\tilde{z}_0 k^{-\frac{k+1}{k-1}} \quad (6.48)$$

Se pueden expresar las constantes de control k_p y k_i en función del valor de k , de λ_1 y del tiempo de establecimiento T_s , como sigue:

$$\lambda_1 = \frac{1}{T_s} \ln (0,01 (k-1)) \quad (6.49)$$

$$k_p = -(1+k) \lambda_1 C - \frac{2}{R_L} \quad (6.50)$$

$$k_i = k \lambda_1^2 C \quad (6.51)$$

Usando el valor de $k = 36,802$, las expresiones de las constantes de control serían:

$$\lambda_1 = -\frac{1,027}{T_s} \quad (6.52)$$

$$k_p = \frac{38,83}{T_s} C - \frac{2}{R_L} \quad (6.53)$$

$$k_i = \frac{38,83}{T_s^2} C \quad (6.54)$$

Al igual que sucedía en el apartado (6.2.1) (caso críticamente amortiguado), la constante k_i depende linealmente de la capacidad de los condensadores C , e inversamente al cuadrado del tiempo de establecimiento T_s . Sin embargo, la constante k_p no sólo depende de C y de T_s , sino también del valor de la resistencia de carga R_L . En general, el valor de R_L puede ir cambiando y su valor es desconocido por el control. Habitualmente en el arranque del equipo no se tiene conectada la resistencia de carga, con lo que se puede suponer inicialmente que $R_L = \infty$, y una vez arrancado el equipo se conectará la resistencia tomando un valor finito de R_L .

En el diseño del control se deberá por tanto elegir un valor fijo de k_p , y precisamente se tomará suponiendo la resistencia de carga desconectada $R_L = \infty$. En este supuesto, las constantes tendrían los siguientes valores:

$$k_p = \frac{38,83}{T_s} C \quad (6.55)$$

$$k_i = \frac{38,83}{T_s^2} C \quad (6.56)$$

Con estos valores la ecuación del sistema (6.11) quedaría en la forma:

$$\frac{d^2 \tilde{y}}{dt^2} + \left(\frac{2}{R_L C} + \frac{38,83}{T_s} \right) \frac{d\tilde{y}}{dt} + \frac{38,83}{T_s^2} \tilde{y} = \frac{R}{C} |i_{\alpha\beta}|^2 + \frac{2 z^*}{R_L C} \quad (6.57)$$

y por similitud definiremos unos parámetros m' y n' como:

$$m' = \frac{2}{R_L C} + \frac{38,83}{T_s} \quad (6.58)$$

$$n' = \frac{38,83}{T_s^2} \quad (6.59)$$

que serán los valores que determinen la dinámica del sistema cuando R_L sea de valor finito. Se puede relacionar estos nuevos valores con los originales:

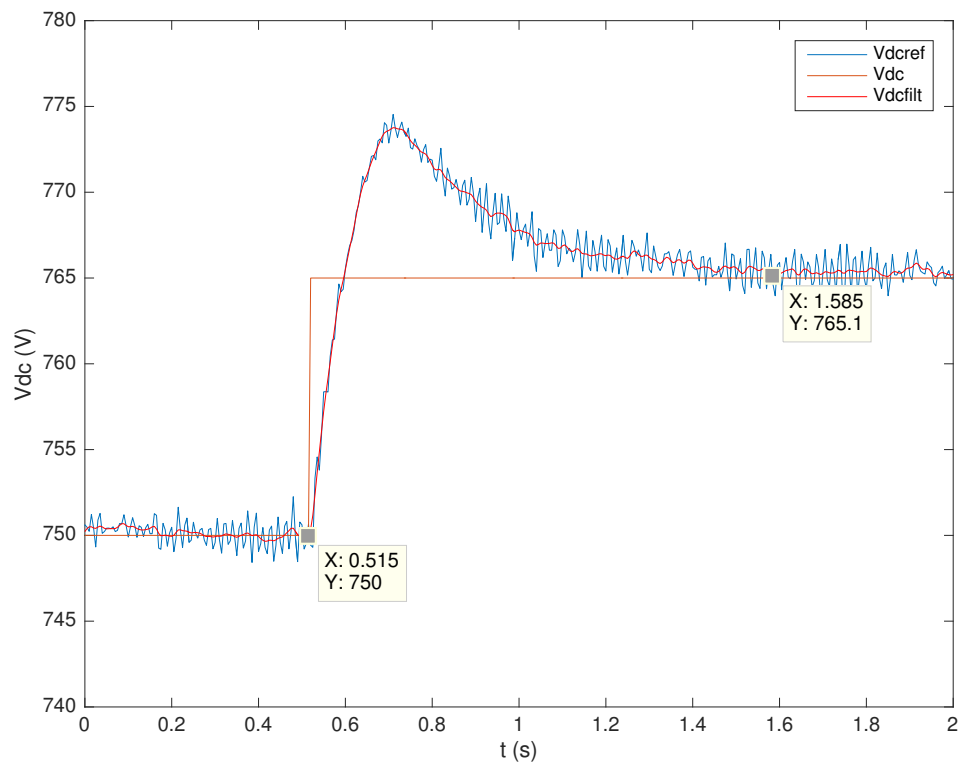
$$m'^2 - 4n' = m'^2 - 4n > m^2 - 4n = 0 \quad (6.60)$$

de lo que se deduce que si se toman las constante de control definidas por (6.55) y (6.56), se dará siempre el sistema sobreamortiguado.

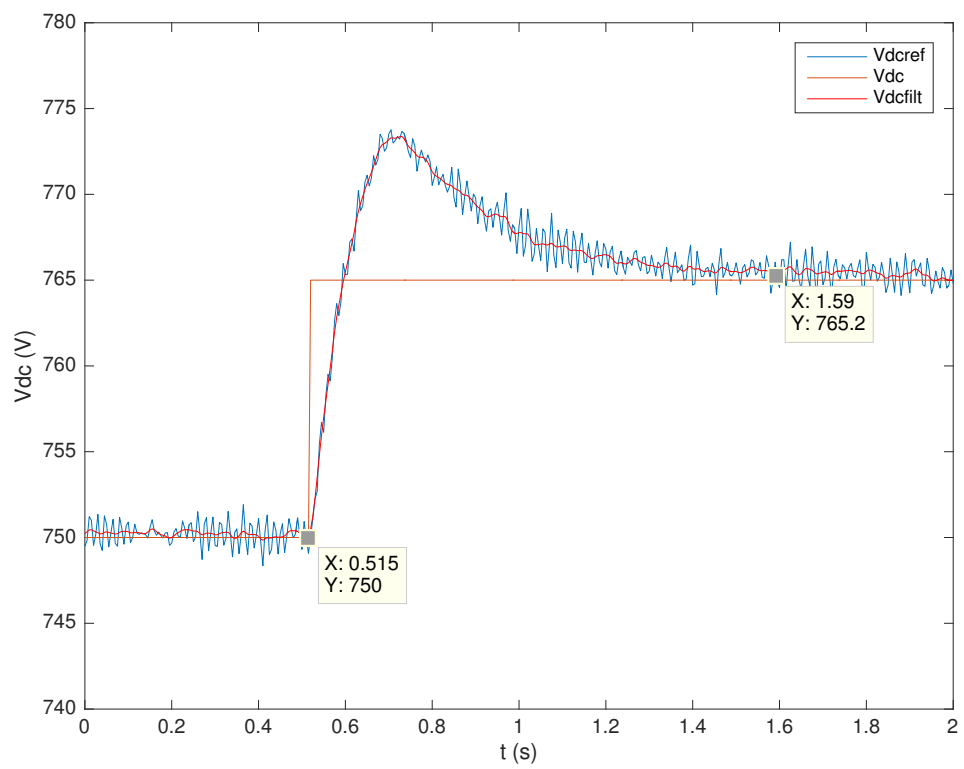
6.3. Resultados experimentales

En la figura 6.1 se muestran los resultados experimentales obtenidos durante un cambio de referencia de 15 voltios. Dado que la capacidad total del DC-Link es de $C = 7050 \mu F$, las constantes de control se ajustaron siguiendo el caso sobreamortiguado mediante las ecuaciones (6.55) y (6.56) con un tiempo de establecimiento de $T_s = 1 s$, resultando ser $k_p = 0,27$ y $k_i = 0,27$.

La figura 6.1a se corresponde al DPC basado en PI, y la figura 6.1b se corresponde al DPC Adaptativo. En ambos casos se puede comprobar que el tiempo de establecimiento es prácticamente el mismo y algo superior al programado (sobre 1,07 s, obteniendo un error de tan sólo un 7 %). En ambas gráficas se representan la tensión de referencia (en la que se aprecia un salto de 15 voltios), la tensión medida y finalmente, la tensión filtrada mediante postprocesado en Matlab.



(a)



(b)

Figura 6.1: Respuesta del sistema experimental del Control DC-Link: (a) DCP PI, (b) DPC Adaptativo

6.4. Referencias

- [1] G. Escobar, A.M. Stankovic, J.M. Carrasco, E. Galvan, and R. Ortega. Analysis and design of direct power control (dpc) for a three phase synchronous rectifier via output regulation subspaces. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 18(3):823 – 830, may 2003.

Capítulo 7

Sincronización

7.1. Introducción

La sincronización de un convertidor de potencia con la red eléctrica tiene una gran importancia en la mayoría de aplicaciones de inversores y rectificadores. En los controladores del tipo DPC, la sincronización juega un papel fundamental y es de vital importancia en la obtención de la frecuencia de la red, parámetro necesario para la mayoría de controladores descritos en este documento. Concretamente, en las ecuaciones de la tensión de equilibrio del controlador tipo PI (3.26) y del controlador tipo adaptativo (4.18), se debe conocer con exactitud el valor de la frecuencia de la red ω . En el controlador repetitivo la frecuencia ω está incluida dentro de los estimadores $\hat{\phi}$ y $\hat{\varphi}$ de la ecuación (5.24), jugando en este caso un papel crítico, ya que un mínimo error de estimación de la frecuencia de la red ω , se ve multiplicado por el índice del armónico, causando un desajuste en el controlador y la imposibilidad de que éste funcione correctamente a altas frecuencias.

7.1.1. Revisión de las técnicas para la descomposición de las tensiones de red en secuencias positiva y negativa

Los nuevos reglamentos de conexión a red establecen que los convertidores de potencia deben permanecer conectados y apoyar a la red, incluso si la tensión en el punto de conexión está distorsionada o desbalanceada. En este sentido, los convertidores de potencia deben estar convenientemente sincronizados con la red. Por lo tanto, la exactitud del algoritmo de sincronización desempeña un papel

fundamental en el rendimiento alcanzado por las estrategias de control. La tarea principal de este algoritmo es proporcionar sincronización con la tensión del punto de conexión a red ante cualquier circunstancia.

Se pueden utilizar varias estrategias para sincronizar el convertidor de potencia con la red. La más convencional es la basada en tecnología PLL (del inglés Phase-Locked Loop) [1, 2, 3]. Esta técnica se ha usado considerablemente tanto en sistemas monofásicos como trifásicos, basándose en unos ejes de referencia síncronos (SRF-PLL) [4]. La mayor desventaja de las técnicas SRF-PLL es que su funcionamiento se degrada bajo condiciones de distorsión o desbalanceo de las tensiones de red. Esto hace que dichas técnicas no se usen en convertidores de potencia bajo los requerimientos de los nuevos reglamentos de conexión a red [5].

A lo largo del tiempo, se han propuesto varias técnicas para solventar este defecto de las técnicas basadas en PLL, tales como usar dos ejes de referencia síncronos SRF y una red de desacoplo para separar los efectos de las componentes positiva y negativa de la tensión [6, 7], o el uso de tres PLL monofásicos combinados con un extractor de secuencia positiva sin usar ningún SRF [8].

Otro enfoque consiste en utilizar el concepto de “frequency-locking loop” (FLL) para sincronizar. La principal ventaja del FLL es que estima la frecuencia de la red, y dicha estimación no se ve afectada por cambios súbitos en la red y por tanto es más conveniente que el método de seguimiento de ángulo de fase en el que se basan los PLL [9].

En la referencia [10] se presenta un sistema de sincronización basado en múltiples integradores de segundo orden generalizados los cuales van restando componentes a un FLL (MSOGI-FLL). La principal ventaja de esto es que permite un análisis en tiempo real de la señal de entrada, proporcionando una buena estimación de cada uno de los armónicos de la tensión de red.

Por otro lado, también se encuentran soluciones basadas en la aplicación de filtros adaptativos tipo notch (adaptive notch filters, ANF) para estimar el contenido armónico en tiempo real. En la referencia [11] se presenta un esquema monofásico, y que posteriormente se extiende a sistemas trifásicos aplicando tres sistemas monofásicos de sincronización basándose en un algoritmo de estimación directa de la frecuencia [12, 13].

Entre otros métodos de sincronización consultados destacables, cabe mencionar un esquema basado en la cancelación realimentada y retrasada de la señal de entrada como el mostrado en [14], o el uso de filtros vectoriales como los propuestos en [15, 16, 17], en los cuales se usan filtros pasabanda de coeficientes complejos para extraer las secuencias positiva y negativa de los distintos armónicos.

En el apartado 7.2 se describe el diseño de un nuevo sistema de sincronización para detectar las secuencias positiva y negativa de cada armónico para sistemas trifásicos. La técnica se basa en el uso de múltiples filtros vectoriales adaptativos y es por ello que se le ha denominado MAVF-FLL (del inglés “multiple adaptive vectorial filters”). Estos filtros vectoriales adaptativos (FVA, o en inglés AVF) ya han sido usados previamente por el autor de esta tesis para el control de filtros activos de potencia con excelentes resultados [18].

Comparando la técnica propuesta MAVF-FLL, con la técnica MSOGI-FLL descrita anteriormente, la principal diferencia reside en la forma de llegar a las expresiones de los filtros FVA. El nuevo método se basa en un enfoque vectorial, en el que la medida del eje β está influenciada por la componente filtrada del eje α , y viceversa. Por otro lado, la técnica MSOGI-FLL es más bien un filtro pasa banda particular que puede ser aplicado tanto a sistemas monofásicos, como trifásicos representados en unos ejes de referencia estáticos (ejes abc o ejes $\alpha\beta$). En el caso de sistemas trifásicos, las propiedades trifásicas de las señales no se tienen en consideración hasta que las señales filtradas se usan para la separación de las secuencias.

Sin embargo, el método MAVF-FLL presentado en esta tesis está intrínsecamente relacionado con las propiedades trifásicas de las señales en ejes $\alpha\beta$, y por lo tanto está específicamente adaptado a sistemas trifásicos. Sin embargo, también es posible usarlo en sistemas monofásicos considerando este caso como una red trifásica muy desbalanceada [15].

Si se compara con los métodos PLL de cancelación de señal [14], en la estrategia MAVF-FLL se usan filtros con coeficientes complejos. Sin embargo en [14], se aplica la teoría de las componentes simétricas para extraer la secuencia positiva del armónico fundamental empleando para ello filtros FIR para atenuar el resto de armónicos y componentes.

Y por último, comparado con otros algoritmos con filtros de coeficientes

complejos [15, 16, 17], la estrategia MAVF-FLL se basa en propiedades vectoriales de los sistemas trifásicos para obtener los coeficientes complejos de los filtros. En este sentido, el método propuesto mejora a los anteriores ya que, al estar basado en las propiedades vectoriales, se aprovecha de ello para facilitar el ajuste de las constantes de diseño. La principal ventaja del método MAVF-FLL es que dichas constantes se pueden elegir para obtener unos tiempos de establecimiento definidos a priori, tal y como se verá en el apartado 7.3.

A parte de todas estas ventajas, el método propuesto se ha implementado con satisfacción en un DSP de bajo coste, con baja carga computacional permitiendo la estimación en tiempo real del contenido armónico de la señal de entrada.

7.2. Diseño del Filtro Vectorial Adaptativo

Para diseñar el Filtro Vectorial Adaptativo (FVA), se supondrá un vector de entrada al filtro $a_{\alpha\beta}$ definido en los ejes estacionarios $\alpha\beta$ como:

$$a_{\alpha\beta} = A_p \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (7.1)$$

Se supondrá que la frecuencia de la red ω es constante o que varía lentamente. Esta suposición se puede considerar válida ya que se trata de sincronizarse con la tensión de la red eléctrica, y ésta no va a sufrir cambios bruscos. Esto posibilita el cálculo de la derivada con respecto al tiempo del vector de entrada $a_{\alpha\beta}$ de la siguiente forma:

$$\frac{d a_{\alpha\beta}}{dt} = \omega J a_{\alpha\beta} \quad (7.2)$$

donde la matriz J es:

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.3)$$

Se supondrá a su vez, que el vector de salida del filtro FVA es $b_{\alpha\beta}$. Las expresiones del producto escalar sp y del producto vectorial vp de los vectores $a_{\alpha\beta}$ y $b_{\alpha\beta}$, son las siguientes:

$$sp = b_{\alpha\beta}^T a_{\alpha\beta} \quad (7.4)$$

$$vp = b_{\alpha\beta}^T J a_{\alpha\beta} \quad (7.5)$$

Se calculará ahora las expresiones de las derivadas con respecto al tiempo del producto escalar sp y vectorial vp :

$$\frac{d sp}{dt} = \left(\frac{d b_{\alpha\beta}^T}{dt} + \omega b_{\alpha\beta}^T J \right) a_{\alpha\beta} \quad (7.6)$$

$$\frac{d vp}{dt} = \left(\frac{d b_{\alpha\beta}^T}{dt} + \omega b_{\alpha\beta}^T J \right) J a_{\alpha\beta} \quad (7.7)$$

El objetivo principal del filtro FVA es el de reconstruir el vector $a_{\alpha\beta}$ a partir de $b_{\alpha\beta}$, y por lo tanto, se buscará que los vectores de entrada y salida tengan el mismo módulo y la misma fase. Así, el producto escalar entre la entrada y la salida será igual al módulo al cuadrado del vector de entrada, y el producto vectorial entre la entrada y la salida será cero.

$$sp \rightarrow sp^* = a_{\alpha\beta}^T a_{\alpha\beta} \quad (7.8)$$

$$vp \rightarrow vp^* = 0 \quad (7.9)$$

Manipulando las expresiones (7.6) y (7.7) se puede obtener la expresión que debe tener $b_{\alpha\beta}$ para cumplir los objetivos marcados por (7.8) y (7.9).

Definiendo el error del producto escalar como:

$$\tilde{sp} \triangleq sp - sp^* \quad (7.10)$$

entonces la expresión de la derivada del producto escalar (7.6) se puede transformar en:

$$\frac{d\tilde{sp}}{dt} + k_{sp} \tilde{sp} + \frac{d sp^*}{dt} - k_{sp} \tilde{sp} = \left(\frac{d b_{\alpha\beta}^T}{dt} + \omega b_{\alpha\beta}^T J \right) a_{\alpha\beta} \quad (7.11)$$

Si se elige:

$$\frac{d sp^*}{dt} - k_{sp} \tilde{sp} \triangleq \left(\frac{d b_{\alpha\beta}^T}{dt} + \omega b_{\alpha\beta}^T J \right) a_{\alpha\beta} \quad (7.12)$$

la expresión (7.11) quedará reducida a:

$$\frac{d\tilde{sp}}{dt} + k_{sp} \tilde{sp} = 0 \quad (7.13)$$

Esta expresión representa un sistema lineal de primer orden, por lo que el error del producto escalar \tilde{sp} tenderá exponencialmente a cero siempre y cuando la constante k_{sp} elegida sea mayor estricta que cero ($k_{sp} > 0$).

De esta forma, la condición representada por (7.8) podrá ser alcanzada.

Finalmente, la expresión (7.12) se puede simplificar haciendo uso de la expresión del producto escalar (7.4), y teniendo en cuenta que sp^* se puede considerar constante o lentamente variable:

$$k_{sp} a_{\alpha\beta}^T a_{\alpha\beta} = \left(\frac{d b_{\alpha\beta}^T}{dt} + \omega b_{\alpha\beta}^T J + k_{sp} b_{\alpha\beta}^T \right) a_{\alpha\beta} \quad (7.14)$$

con lo que la dinámica de $b_{\alpha\beta}$ debe seguir la siguiente expresión:

$$\frac{d b_{\alpha\beta}^T}{dt} + \omega b_{\alpha\beta}^T J + k_{sp} b_{\alpha\beta}^T = k_{sp} a_{\alpha\beta}^T + k_1 J a_{\alpha\beta}^T \quad (7.15)$$

donde se ha tomado k_1 como valor genérico que define los vectores en cuadratura con $a_{\alpha\beta}$.

Haciendo un análisis similar con la derivada del producto vectorial expresado en (7.7), se define el error del producto vectorial como:

$$\tilde{v}p \triangleq vp - vp^* \quad (7.16)$$

La expresión de la derivada del producto vectorial (7.7) se puede transformar en:

$$\frac{d\tilde{v}p}{dt} + k_{vp}\tilde{v}p + \frac{dvp^*}{dt} - k_{vp}\tilde{v}p = \left(\frac{db_{\alpha\beta}^T}{dt} + \omega b_{\alpha\beta}^T J \right) J a_{\alpha\beta} \quad (7.17)$$

Si se elige:

$$\frac{dvp^*}{dt} - k_{vp}\tilde{v}p \triangleq \left(\frac{db_{\alpha\beta}^T}{dt} + \omega b_{\alpha\beta}^T J \right) J a_{\alpha\beta} \quad (7.18)$$

la expresión (7.17) quedará reducida a:

$$\frac{d\tilde{v}p}{dt} + k_{vp}\tilde{v}p = 0 \quad (7.19)$$

Igualmente como ocurrió con el producto escalar, esta expresión representa un sistema lineal de primer orden, por lo que el error del producto vectorial $\tilde{v}p$ tenderá exponencialmente a cero siempre y cuando la constante k_{vp} elegida sea mayor estricta que cero ($k_{vp} > 0$). De esta forma, la condición representada por (7.9) también podrá ser alcanzada.

La expresión (7.18) se puede simplificar haciendo uso de la expresión del producto vectorial (7.5), y suponiendo que vp^* es cero:

$$0 = \left(\frac{d b_{\alpha\beta}^T}{dt} + \omega b_{\alpha\beta}^T J + k_{vp} b_{\alpha\beta}^T \right) J a_{\alpha\beta} \quad (7.20)$$

con lo que la dinámica de $b_{\alpha\beta}$ debe seguir la siguiente expresión:

$$\frac{d b_{\alpha\beta}^T}{dt} + \omega b_{\alpha\beta}^T J + k_{vp} b_{\alpha\beta}^T = k_2 a_{\alpha\beta}^T \quad (7.21)$$

donde se ha tomado k_2 como valor genérico que define los vectores colineales con $a_{\alpha\beta}$.

Dado que las condiciones (7.8) y (7.9) deben cumplirse simultáneamente, se debe elegir unos valores adecuados para las constantes k_{sp} , k_1 , k_{vp} y k_2 .

Dichos valores adecuados son:

$$k_{sp} = k_{vp} = k_2 = \omega k_f \quad (7.22)$$

$$k_1 = 0 \quad (7.23)$$

Con estos valores, las expresiones (7.15) y (7.21) se consolidan como una única expresión, obteniendo la expresión final de la dinámica del vector de salida $b_{\alpha\beta}$:

$$\frac{d b_{\alpha\beta}}{dt} = \omega J b_{\alpha\beta} + \omega k_f (a_{\alpha\beta} - b_{\alpha\beta}) \quad (7.24)$$

Hay que aclarar que esta expresión se puede usar para reconstruir una señal de una frecuencia ω determinada. En caso de que dicha frecuencia sea desconocida, la expresión (7.24) se puede hacer adaptativa como se mostrará en el apartado 7.4.

Finalmente se muestra representado en la figuras 7.1 y 7.2 el diagrama de bloques del FVA (en notación escalar y vectorial respectivamente).

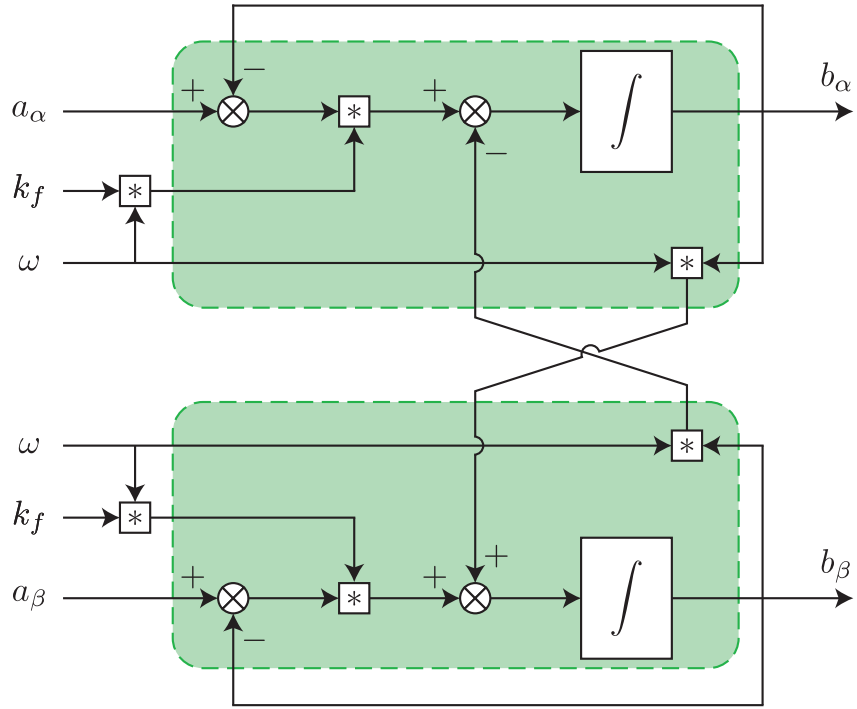


Figura 7.1: Diagrama de bloques de la estructura del FVA en notación escalar

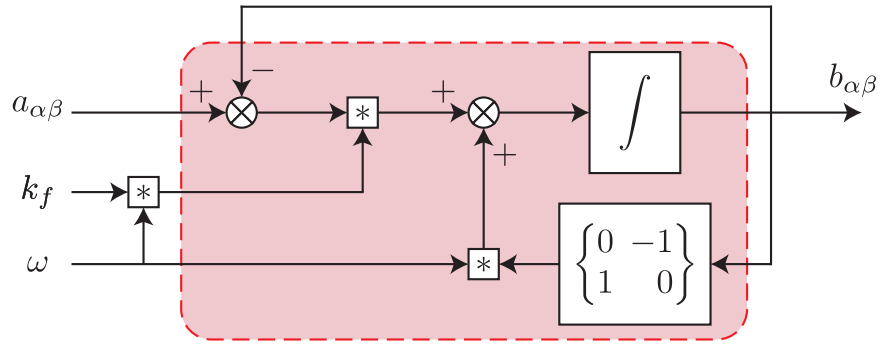


Figura 7.2: Diagrama de bloques de la estructura del FVA en notación vectorial

En la figura 7.1 se puede observar el acoplamiento existente entre los ejes α y β , indicando que las señales del eje β están influenciadas por las señales filtradas del eje α , y viceversa.

El FVA puede analizarse mediante su función de transferencia, y para ello conviene expresar (7.24) en la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} b_\alpha \\ b_\beta \end{bmatrix} = \frac{\omega k_f}{(s + \omega k_f)^2 + \omega^2} \begin{bmatrix} s + \omega k_f & -\omega \\ \omega & s + \omega k_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_\alpha \\ a_\beta \end{bmatrix} \quad (7.25)$$

Usando notación compleja:

$$A_{\alpha\beta} = a_{\alpha} + j a_{\beta} \quad (7.26)$$

$$B_{\alpha\beta} = b_{\alpha} + j b_{\beta} \quad (7.27)$$

la función de transferencia que se obtiene es:

$$H(s) = \frac{B_{\alpha\beta}}{A_{\alpha\beta}} = \frac{\omega k_f (s + \omega k_f + j \omega)}{(s + \omega k_f)^2 + \omega^2} \quad (7.28)$$

La figura 7.3 muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia del FVA para 50 Hz y diferentes valores de ganancia. Para cualquier valor de k_f , la ganancia y fase del FVA es cero para la frecuencia ω . Para cualquier otra frecuencia, la señal de salida será atenuada y desfasada con respecto a la señal de entrada. Este comportamiento es el que hace que se pueda extraer la componente deseada de la señal de entrada y no otra. Además se puede observar que disminuyendo la constante k_f el filtro se vuelve más selectivo, sin embargo, como se verá en el apartado 7.3 al disminuir la constante k_f el filtro se volverá más lento, y por lo tanto, será necesario llegar a un compromiso entre velocidad y selectividad.

7.3. Ajuste del Filtro Vectorial Adaptativo

Para ajustar la constante k_f del FVA se tomarán en consideración las expresiones del bucle cerrado (7.13) y (7.19), y haciendo $k_{sp} = k_{vp} = \omega k_f$. Suponiendo que ω es constante o lentamente variable, la solución de esas expresiones queda en la forma:

$$\tilde{s}p = \tilde{s}p_0 e^{-\omega k_f t} \quad (7.29)$$

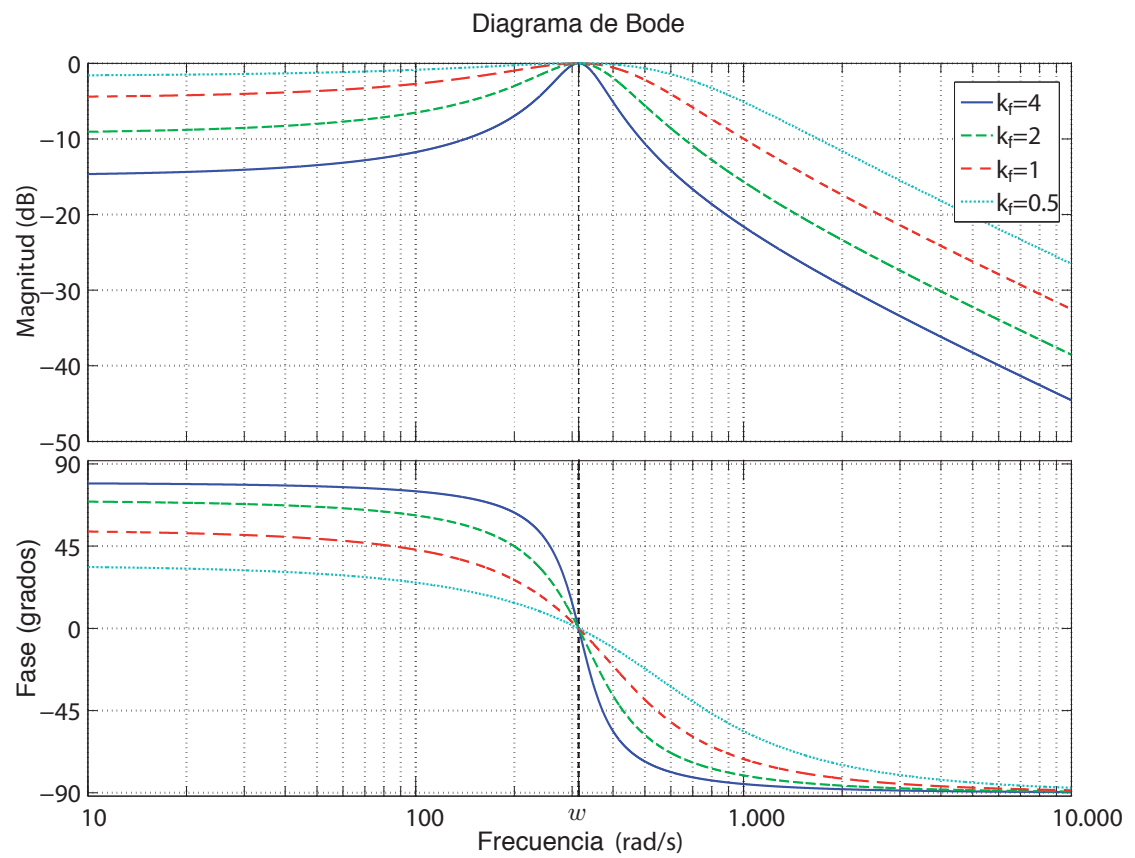


Figura 7.3: Diagrama de Bode del FVA para 50 Hz y diferentes valores de ganancia

$$\tilde{v}p = \tilde{v}p_0 e^{-\omega k_f t} \quad (7.30)$$

Se puede elegir la constante k_f para definir un cierto tiempo de establecimiento T_s . Por ejemplo, si se quiere alcanzar en un tiempo T_s un error del 1 % del error inicial, entonces k_f vendría definido por:

$$k_f \approx \frac{4,6}{\omega T_s} \quad (7.31)$$

Otra forma más conveniente de expresar T_s es en función del número de periodos de la señal de entrada. Así pues, para un número de ciclos igual a N :

$$T_s = N T_0 = N \frac{2\pi}{\omega} \quad (7.32)$$

y sustituyendo:

$$k_f \approx \frac{0,73}{N} \quad (7.33)$$

Las figuras 7.4 y 7.5 muestran la respuesta del FVA ante unas señales de entrada de 50 Hz y 250 Hz, respectivamente. Las simulaciones se han realizado usando la implementación discreta de (7.24). El tiempo de muestreo es de 10 kHz y el número de periodos para reconstruir la señal de entrada se ha elegido como $N = 1$. Se puede observar como en ambos casos efectivamente la señal se reconstruye correctamente en un periodo de la señal de entrada.

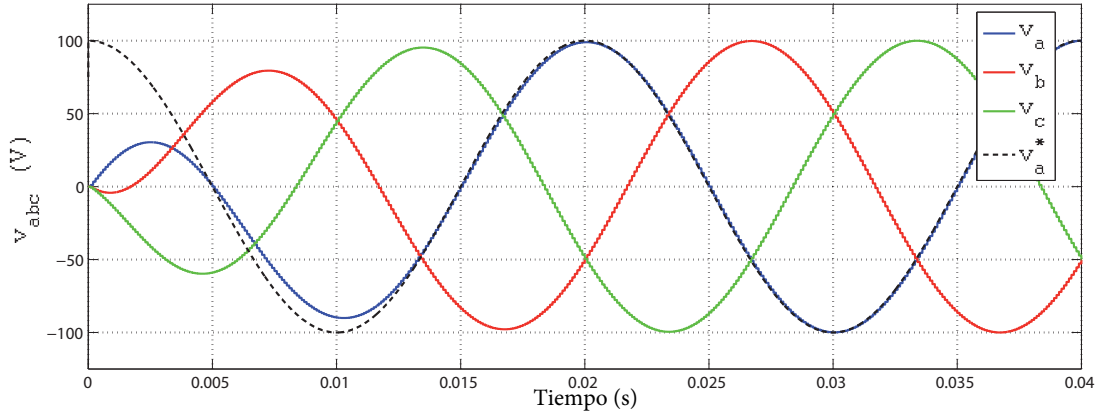


Figura 7.4: Respuesta del FVA para una señal de entrada de 50 Hz

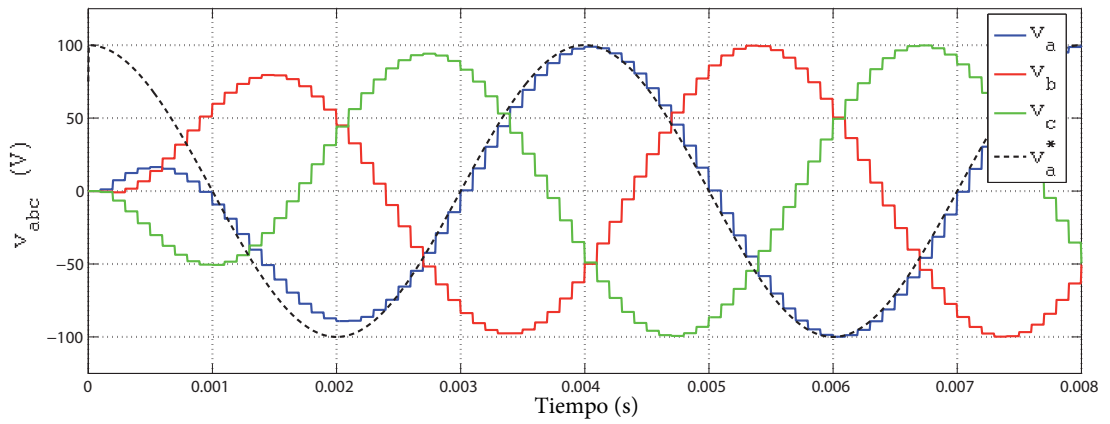


Figura 7.5: Respuesta del FVA para una señal de entrada de 250 Hz

7.4. Bucle Adaptativo de Frecuencia

El conocimiento exacto de la frecuencia ω es crítico en el FVA a la hora de reconstruir la señal de entrada. Como se observa en la figura 7.3, si la señal de entrada tiene una frecuencia distinta de la ajustada como parámetro en el FVA, entonces la señal de salida se verá atenuada y por lo tanto no podrá alcanzar el valor deseado. Por este motivo es necesario desarrollar un bucle adaptativo de frecuencia que permita calcular el valor correcto de la frecuencia ω .

Supongamos que el valor de la frecuencia del FVA es $\hat{\omega}$. Bajo esta hipótesis la ecuación (7.24) quedaría como:

$$\frac{db_{\alpha\beta}}{dt} = \hat{\omega} J b_{\alpha\beta} + \hat{\omega} k_f (a_{\alpha\beta} - b_{\alpha\beta}) \quad (7.34)$$

Introduciendo esta expresión en (7.17):

$$\frac{d\tilde{v}p}{dt} + k_f \hat{\omega} \tilde{v}p = \tilde{\omega} sp \quad (7.35)$$

donde se ha definido el error de frecuencia $\tilde{\omega}$ como:

$$\tilde{\omega} \triangleq \hat{\omega} - \omega \quad (7.36)$$

Para estimar $\hat{\omega}$ se usará una función de Lyapunov W semidefinida positiva:

$$W = \frac{1}{2}\tilde{v}p^2 + \frac{1}{2\gamma}\tilde{\omega}^2 \quad (7.37)$$

donde $\gamma > 0$ es una constante de diseño usada en esta ley adaptativa. La derivada con respecto al tiempo de la función W :

$$\dot{W} = \tilde{v}p (\tilde{\omega} sp - k_f \hat{\omega} \tilde{v}p) + \frac{1}{\gamma} \tilde{\omega} \frac{d\tilde{\omega}}{dt} \quad (7.38)$$

la cual se hace siempre negativa si se escoge:

$$\frac{d\tilde{\omega}}{dt} = -\gamma sp \tilde{v}p \quad (7.39)$$

quedando:

$$\dot{W} = -k_f \hat{\omega} \tilde{v}p^2 \quad (7.40)$$

La estabilidad y convergencia de la ley adaptativa propuesta se puede demostrar usando Lasalle: dado que $W \geq 0$ y $\dot{W} \leq 0$ entonces se cumple que el sistema es asintóticamente estable y por tanto, por la ecuación (7.40) y dado que k_f y ω son valores positivos, se tiene que $\tilde{v}p$ tiende a cero con el tiempo. Con

esto, por medio de (7.35), se concluye que $\tilde{\omega}$ tiende a cero, demostrando que la estimación de la frecuencia $\hat{\omega}$ tiende al valor real de la frecuencia ω .

Por último, se hace la suposición de que la frecuencia varía lentamente y por tanto:

$$\frac{d\tilde{\omega}}{dt} \approx \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (7.41)$$

quedando la expresión final del estimador de frecuencia como:

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = -\gamma sp \tilde{v}p \quad (7.42)$$

7.5. Ajuste del bucle Adaptativo de Frecuencia

El ajuste de la constante γ del estimador de frecuencia (7.42) no es inmediato por su característica no lineal. Como aproximación, considerando las expresiones del producto escalar y vectorial (7.4) (7.5), del error del producto vectorial (7.16), y teniendo en cuenta que $vp^* = 0$, se llega a:

$$sp = |a_{\alpha\beta}| |b_{\alpha\beta}| \cos \theta \quad (7.43)$$

$$\tilde{v}p = |a_{\alpha\beta}| |b_{\alpha\beta}| \sin \theta \quad (7.44)$$

donde θ es el ángulo entre los vectores de entrada y salida a y b .

La ecuación del estimador de frecuencia se puede reescribir como:

$$\frac{d\tilde{\omega}}{dt} = -\frac{\xi}{|a_{\alpha\beta}|^2 |b_{\alpha\beta}|^2} sp \tilde{v}p \quad (7.45)$$

donde ξ es una nueva constante de diseño. La ventaja de esta expresión

es que se eliminará la dependencia del módulo de los vectores de entrada y salida a y b . Para calcular el valor de ξ se considerará el valor en régimen permanente de (7.43) y de (7.35), asumiendo en este caso que θ y $\tilde{v}p$ son pequeños:

$$sp \approx |a_{\alpha\beta}| |b_{\alpha\beta}| \quad (7.46)$$

$$\tilde{v}p \approx \frac{|a_{\alpha\beta}| |b_{\alpha\beta}|}{k_f \hat{\omega}_\infty} \tilde{\omega} \quad (7.47)$$

donde $\hat{\omega}_\infty$ es el valor alcanzado por el estimador en régimen permanente. Sustituyendo en (7.45) se obtiene una aproximación de la dinámica de $\tilde{\omega}$:

$$\frac{d\tilde{\omega}}{dt} \approx -\frac{\xi}{k_f \hat{\omega}_\infty} \tilde{\omega} \quad (7.48)$$

Esta expresión se corresponde con un sistema de primer orden lineal cuya solución es:

$$\tilde{\omega} = \tilde{\omega}_0 e^{-\frac{\xi}{k_f \hat{\omega}_\infty} t} \quad (7.49)$$

Con esto es fácil ajustar ξ para obtener un tiempo de establecimiento T_ω . Si se quiere por ejemplo que en un tiempo T_ω se tenga el 1% del error inicial, entonces:

$$\xi = \frac{4,6 k_f \hat{\omega}_\infty}{T_\omega} \quad (7.50)$$

Asumiendo que la frecuencia ω varía lentamente o es aproximadamente constante, se puede tomar $\hat{\omega}_\infty = \hat{\omega}$, y por lo tanto se tomará como expresión final del estimador la siguiente:

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = -\frac{\xi}{|a_{\alpha\beta}|^2 |b_{\alpha\beta}|^2} sp \tilde{v}p \quad (7.51)$$

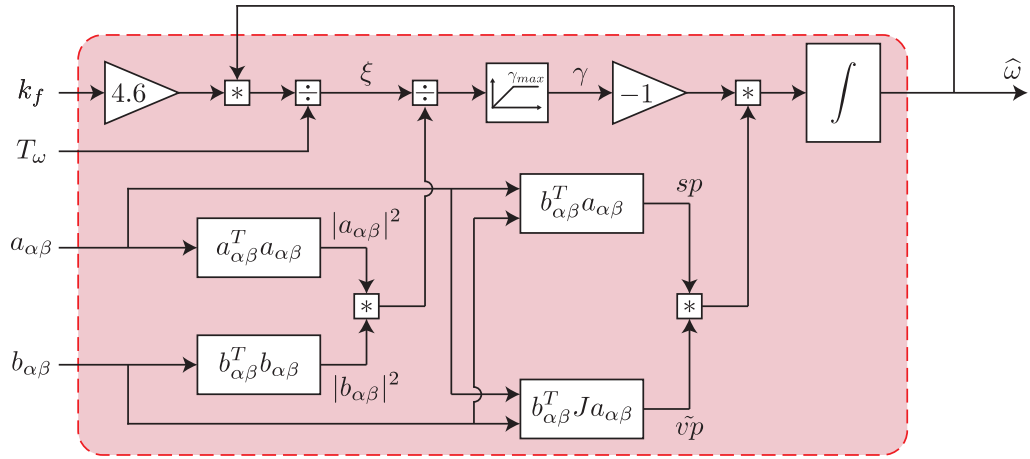


Figura 7.6: Diagrama de bloques del bucle de adaptación de frecuencia

siendo ξ igual a:

$$\xi = \frac{4,6 k_f \hat{\omega}}{T_\omega} \quad (7.52)$$

En la figura 7.6 se presenta como diagrama de bloques el bucle de adaptación de frecuencia.

La figura 7.7 muestra el esquema propuesto para la sincronización, incluyendo el filtro FVA y el bucle de adaptación de frecuencia.

Las figuras 7.8 y 7.9 muestran la respuesta dinámica del bucle de adaptación ante saltos abruptos de frecuencia. Se puede observar en ambas figuras que se cumple el tiempo de establecimiento T_ω diseñado, corroborando la validez de las aproximaciones realizadas. También se puede destacar en ambas figuras que para tiempos T_ω cercanos a los tiempos de establecimientos del filtro FVA ambas dinámicas interactúan y se produce una sobreoscilación. Para estos valores de T_ω las aproximaciones realizadas no son correctas, por lo que la expresión (7.49) no es válida y todo este análisis tampoco tiene validez.

Además como se puede ver en las figuras 7.10 y 7.11, el correcto funcionamiento de la adaptación de frecuencia, también se ve influenciado por saltos en la fase y magnitud de la señal de entrada, cuando el tiempo T_ω es del orden del tiempo de establecimiento del FVA. En estas figuras, aparte de provocar saltos de frecuencia entre 50 Hz y 45 Hz, se ha provocado un cambio en la señal de entrada, de manera que se ha pasado de un vector $100\angle 0^\circ$ a $50\angle -30^\circ$.

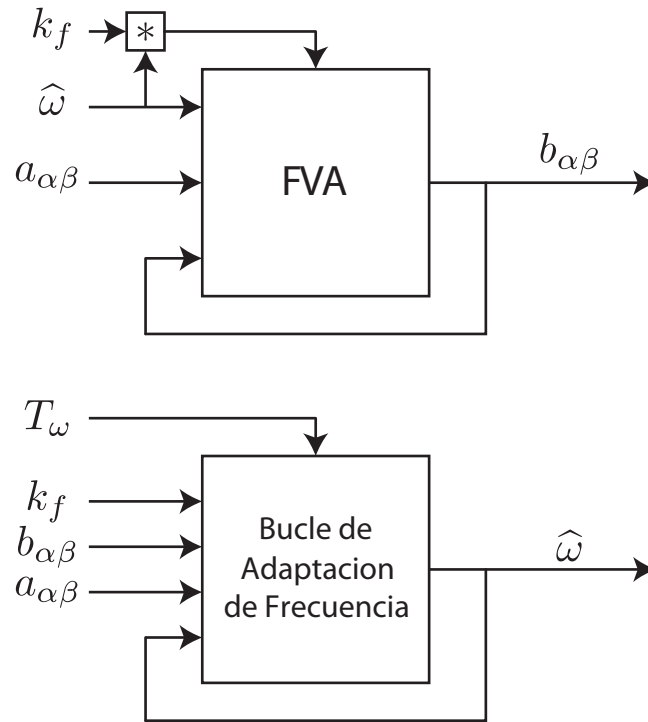


Figura 7.7: Diagrama de bloques del bucle de adaptación de frecuencia

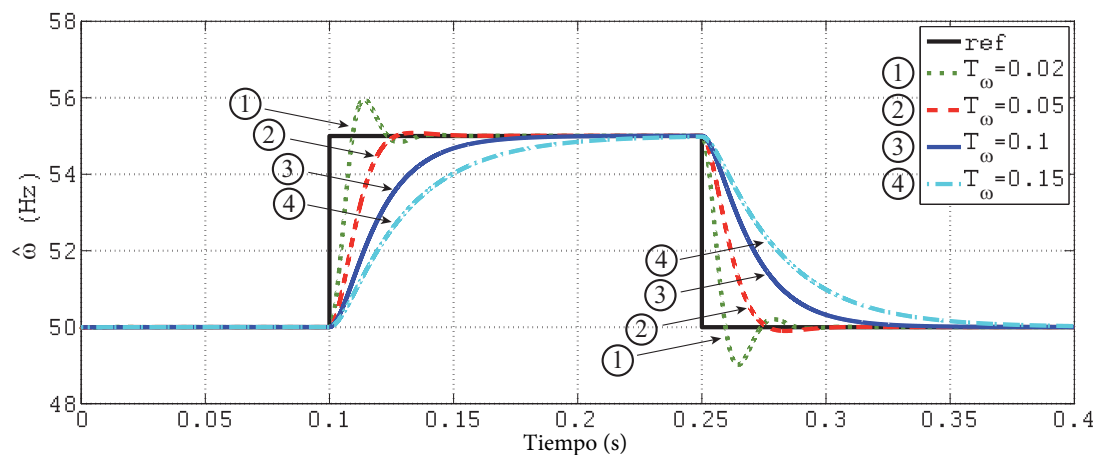


Figura 7.8: Respuesta dinámica del bucle de adaptación de frecuencia ante un salto entre 50 Hz y 55 Hz, para distintos valores de T_{ω}

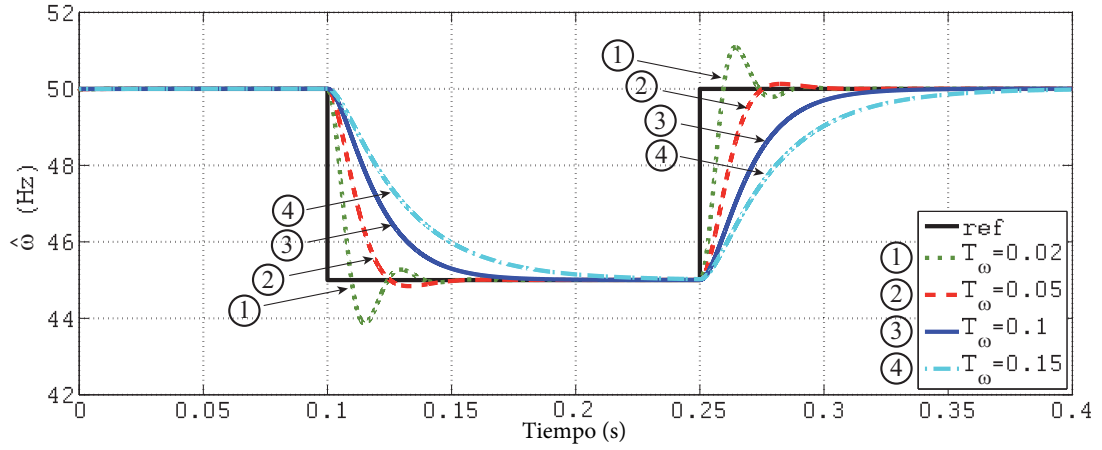


Figura 7.9: Respuesta dinámica del bucle de adaptación de frecuencia ante un salto entre 50 Hz y 45 Hz, para distintos valores de T_ω

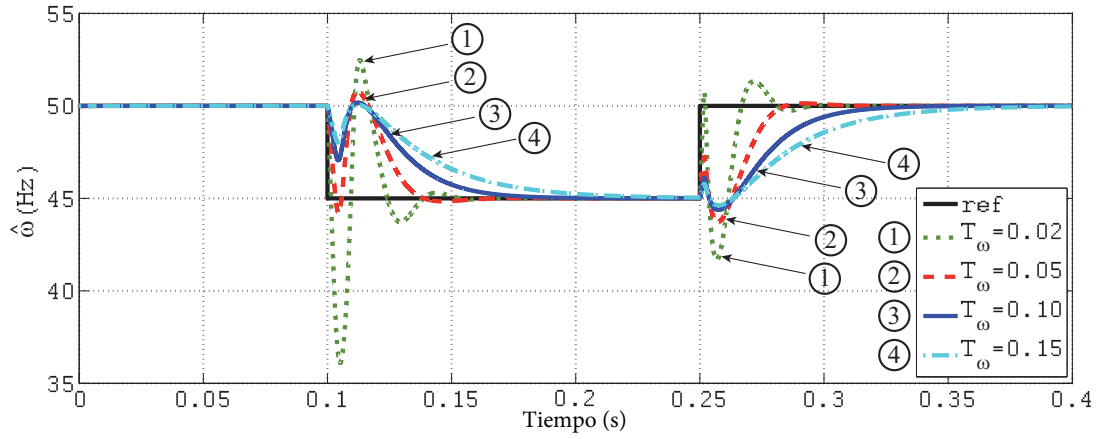


Figura 7.10: Respuesta dinámica del bucle de adaptación de frecuencia ante un salto entre 50Hz y 45Hz, además un salto en fase y magnitud, para distintos valores de T_ω

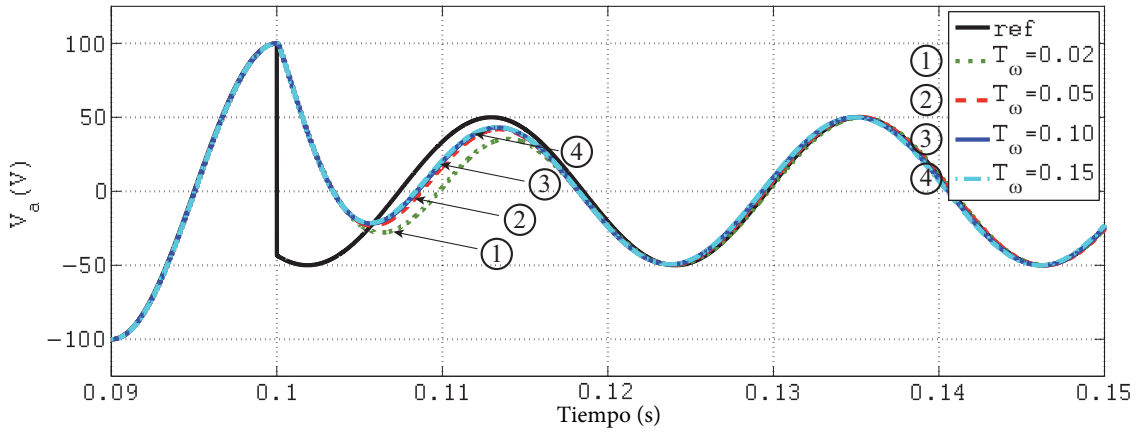


Figura 7.11: Respuesta dinámica del filtro FVA ante un salto entre 50Hz y 45Hz, además un salto en fase y magnitud, para distintos valores de T_ω

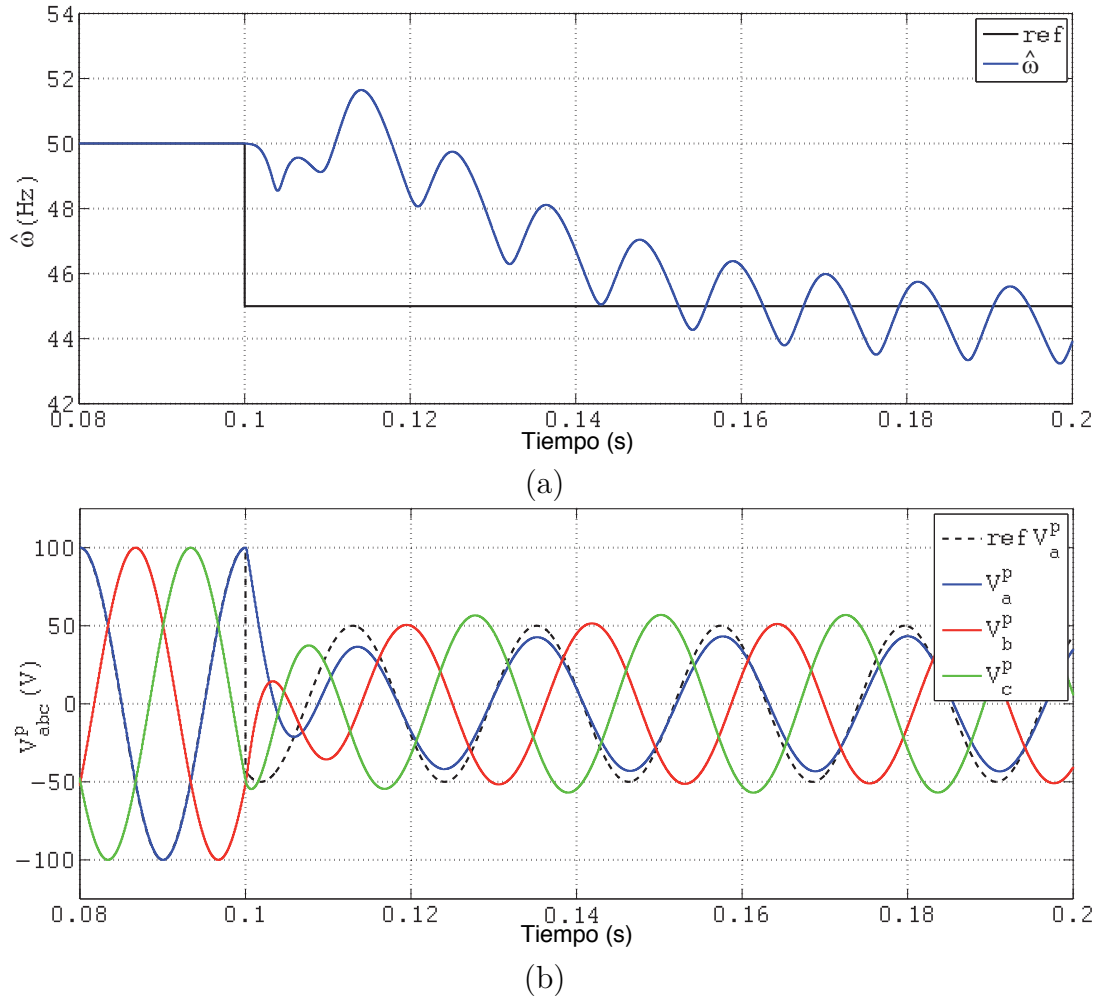


Figura 7.12: Respuesta del FVA ante tensiones desbalanceadas. (a) Frecuencia estimada. (b) Tensiones de salida de secuencia directa

Por lo tanto, el ajuste del filtro FVA con adaptación de frecuencia, consistirá en elegir primero un tiempo de establecimiento para el filtro FVA, y posteriormente elegir un tiempo de establecimiento de la adaptación de frecuencia, mayor que el tiempo del FVA.

7.5.1. FVA con tensiones desbalanceadas

Se estudiará en este apartado cómo se comporta el FVA descrito en los apartados anteriores cuando las tensiones de red se encuentran desbalanceadas.

En la figura 7.12 se representa la respuesta del FVA ante un cambio en el instante $t = 0,1$ s, en el cual se pasa de un vector de tensión $100\angle 0^\circ$ con 50 Hz, a un vector $50\angle -30^\circ$ para secuencia directa y $25\angle 110^\circ$ para la secuencia

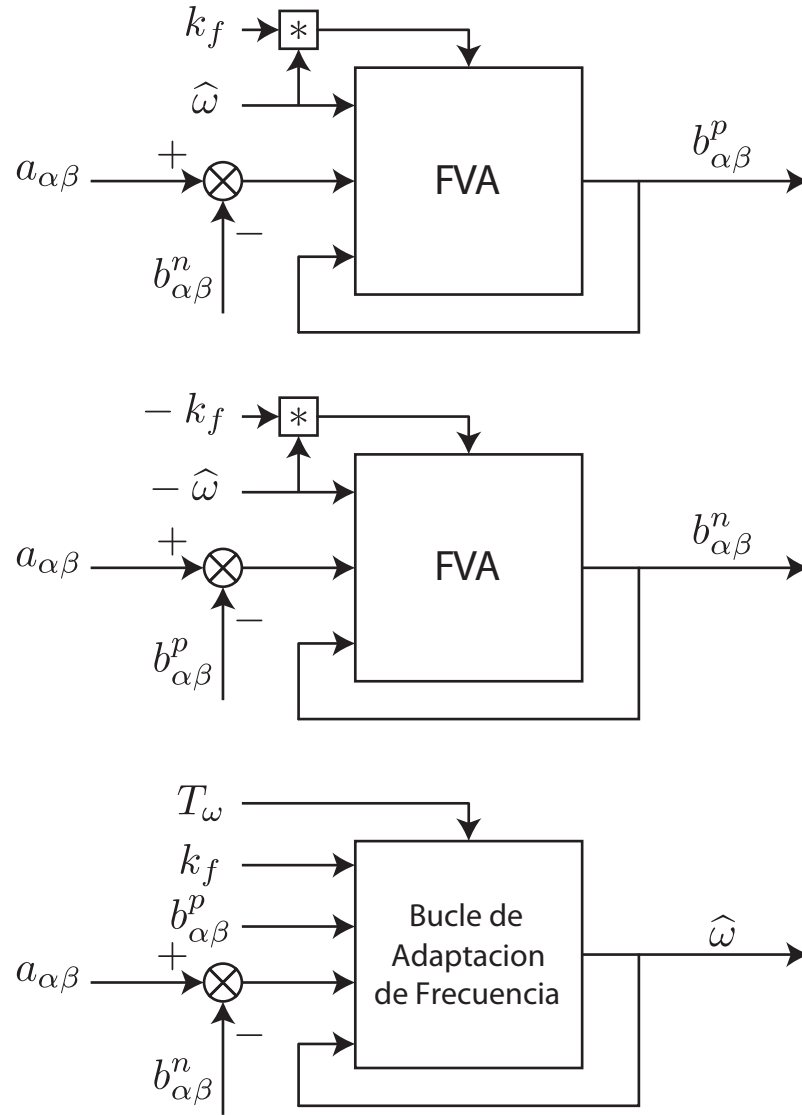


Figura 7.13: Sistema de sincronización propuesto para tensiones desbalanceadas

inversa, y una frecuencia de 45 Hz. Los parámetros de diseño han sido $k_f = 0,73$ y $T_\omega = 0,1 s$. Como se puede observar el comportamiento dista mucho de ser aceptable: en (a) la frecuencia no se estima correctamente ya que oscila alrededor de la frecuencia real, mientras que en (b) se ve que la tensión de secuencia directa tampoco se estima con exactitud.

También hay que aclarar que el método FVA sólo extrae la secuencia directa de la señal de entrada, por lo que finalmente se puede concluir que el diseño adoptado hasta ahora no es de aplicación en sistemas desbalanceados.

Para solucionar estos inconvenientes, se propone el esquema de la figura 7.13.

Parámetro	Descripción
1 ^{er} armónico secuencia directa	50∠ − 30°
1 ^{er} armónico secuencia inversa	25∠110°
5 ^o armónico secuencia inversa	20∠0°
7 ^o armónico secuencia directa	20∠0°
11 ^o armónico secuencia inversa	20∠0°

Tabla 7.1: Parámetros de las tensiones desbalanceadas y distorsionadas

En este nuevo esquema se usan dos FVA uno para la secuencia directa y otro para la secuencia inversa. Además se añade una realimentación cruzada de las señales de salida, que consiste básicamente en restar las componentes no deseadas en la entrada de cada FVA. Cabe destacar que tan sólo hace falta un bucle de adaptación de frecuencia, ya que para el FVA de secuencia inversa se utiliza $-\hat{\omega}$.

En la figura 7.14 se muestra el mismo caso descrito en la figura 7.12, pero en este caso con el sistema de sincronización adaptado a tensiones desbalanceadas.

7.5.2. FVA con tensiones desbalanceadas y distorsionadas

Habitualmente siempre se contará con una tensión de red algo desbalanceada además de distorsionada. Ya se ha visto como afrontar el caso de tensiones desbalanceadas, y ahora el diseño se va a modificar para el caso de que las tensiones presenten armónicos. Cuando se tienen armónicos en la tensión, de nuevo, el sistema de sincronización desarrollado tiene problemas para alcanzar sus objetivos: hay errores en la estimación de la frecuencia y de la tensión.

Se propone un nuevo esquema general en el que se añade un FVA para cada armónico y secuencia, y una realimentación cruzada de todas las señales de salida de cada uno de los FVA. En la figura 7.15 se muestra el sistema de sincronización completo más general, apto para tensiones desbalanceadas y distorsionadas.

Para los valores de tensión descritos en la tabla 7.1, se obtiene una forma de onda como el de la figura 7.16. El resultado de aplicar esta tensión tan distorsionada se puede observar en la figura 7.17.

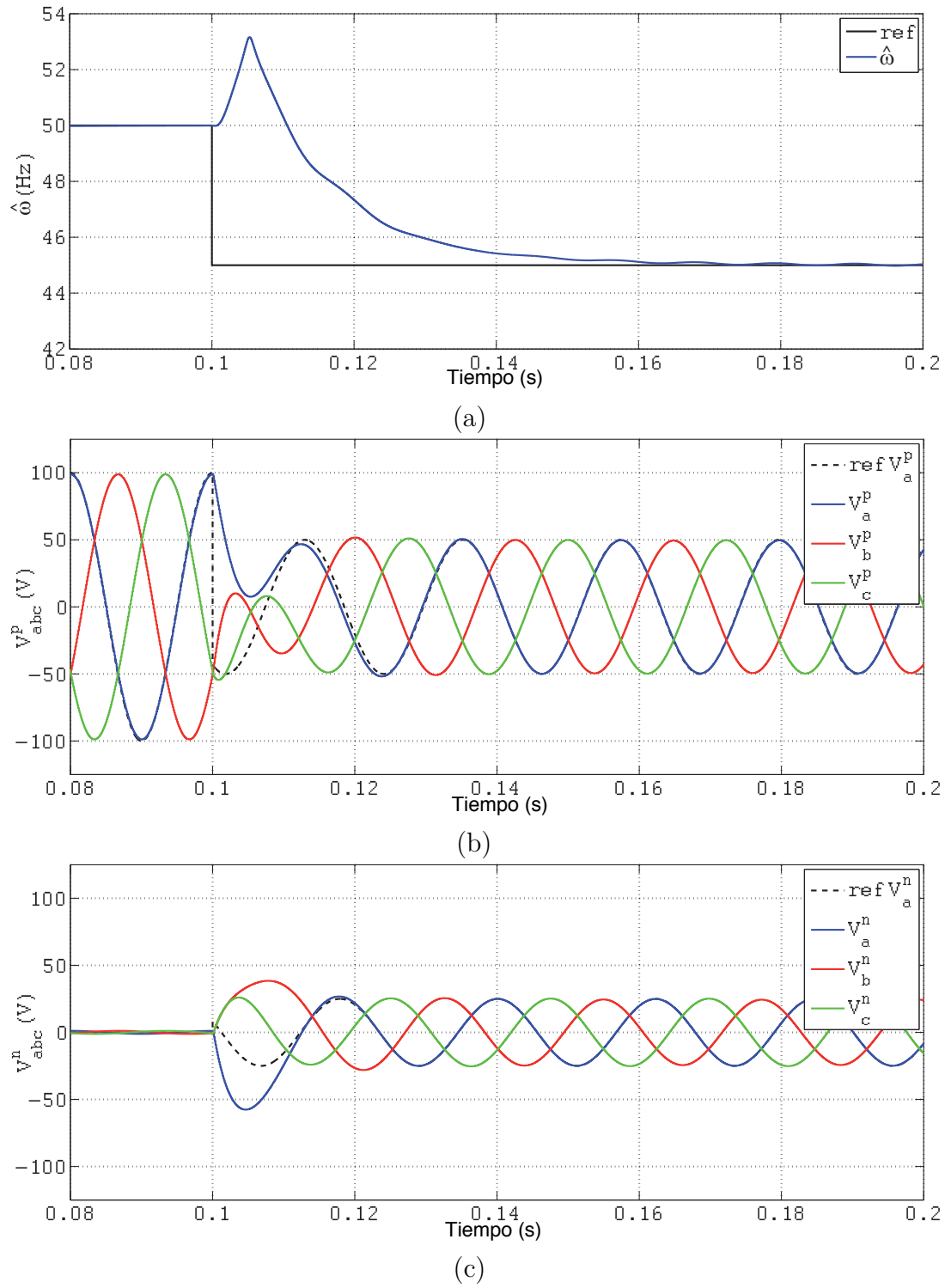


Figura 7.14: Respuesta del FVA propuesto para tensiones desbalanceadas. (a) Frecuencia estimada. (b) Tensiones de salida de secuencia directa. (c) Tensiones de salida de secuencia inversa

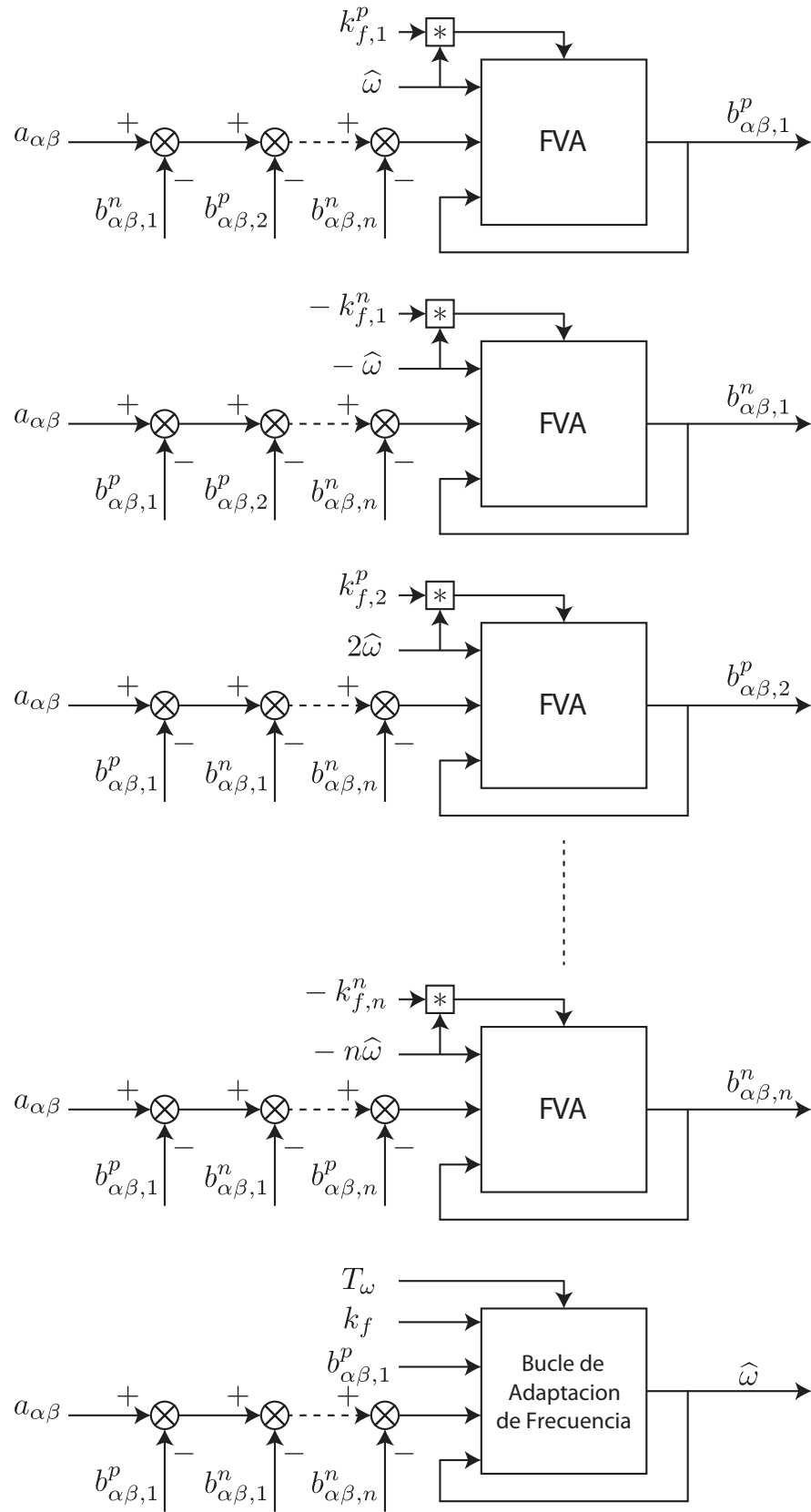


Figura 7.15: Sistema de sincronización propuesto para tensiones desbalanceadas y distorsionadas

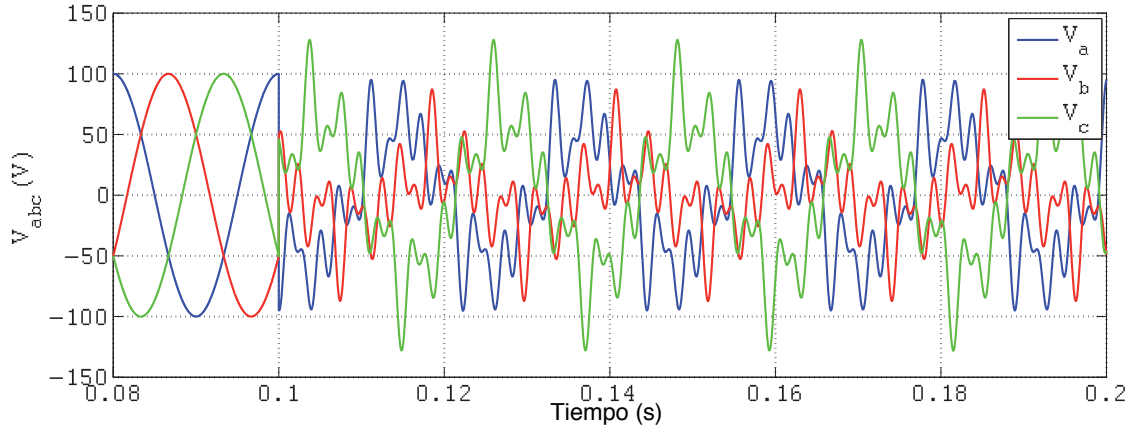


Figura 7.16: Tensiones desbalanceadas y distorsionadas usadas para probar el sistema de sincronización

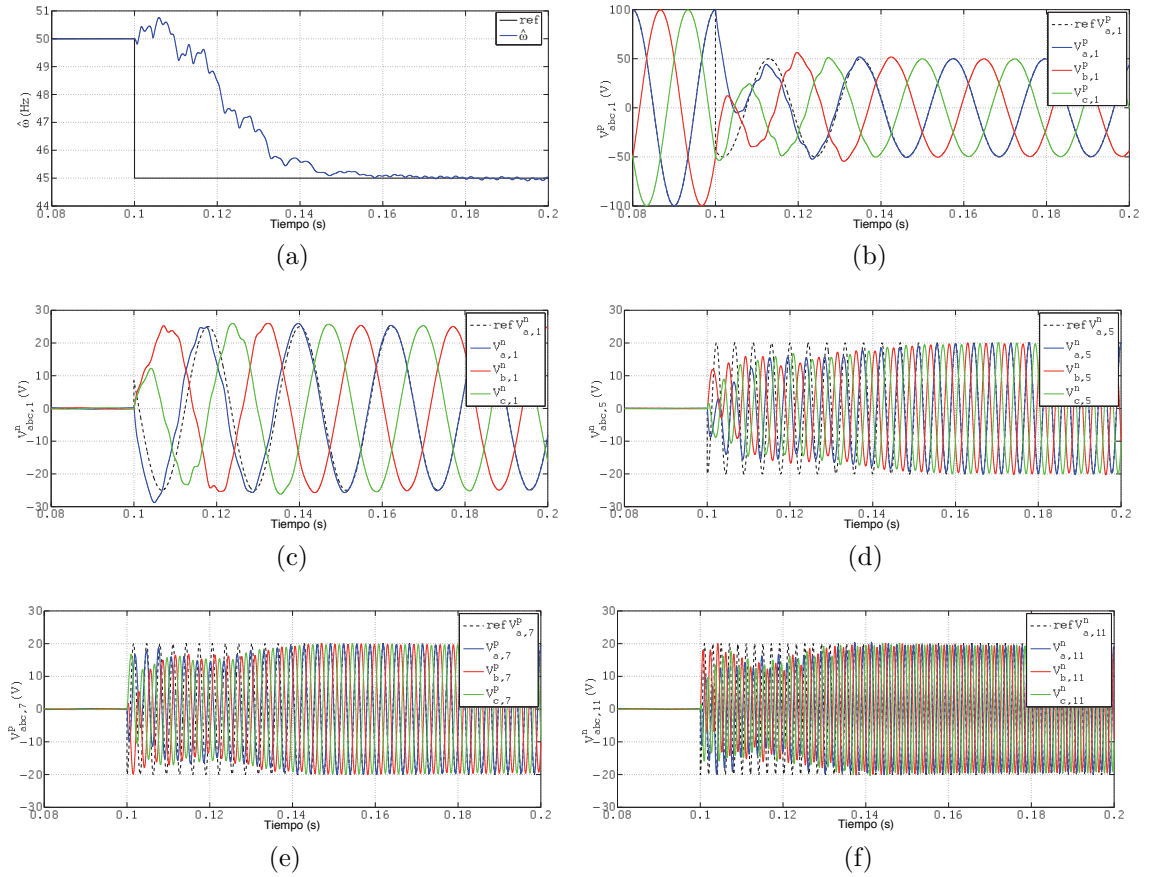


Figura 7.17: Respuesta del sistema simulado: (a) frecuencia estimada, (b) Tensiones de salida 1^{er} armónico secuencia positiva, (c) Tensiones de salida 1^{er} armónico secuencia negativa, (d) Tensiones de salida 5^o armónico secuencia negativa, (e) Tensiones de salida 7^o armónico secuencia positiva, (f) Tensiones de salida 11^o armónico secuencia negativa

Como puede observarse, los resultados son completamente satisfactorios.

7.6. Resultados Experimentales

Para comprobar el buen funcionamiento del algoritmo de sincronización descrito en los apartados anteriores, se ha hecho uso de un banco de ensayos real. Dicho banco de ensayos está compuesto de un prototipo de convertidor de potencia, y de una fuente de tensión trifásica programable. Concretamente el convertidor consiste en un convertidor trifásico cascada de dos celdas por fase (cada celda constituida de un puente en H). El esquema se corresponde al mostrado en la figura 7.18, y sus parámetros principales están recogidos en la tabla 7.2.

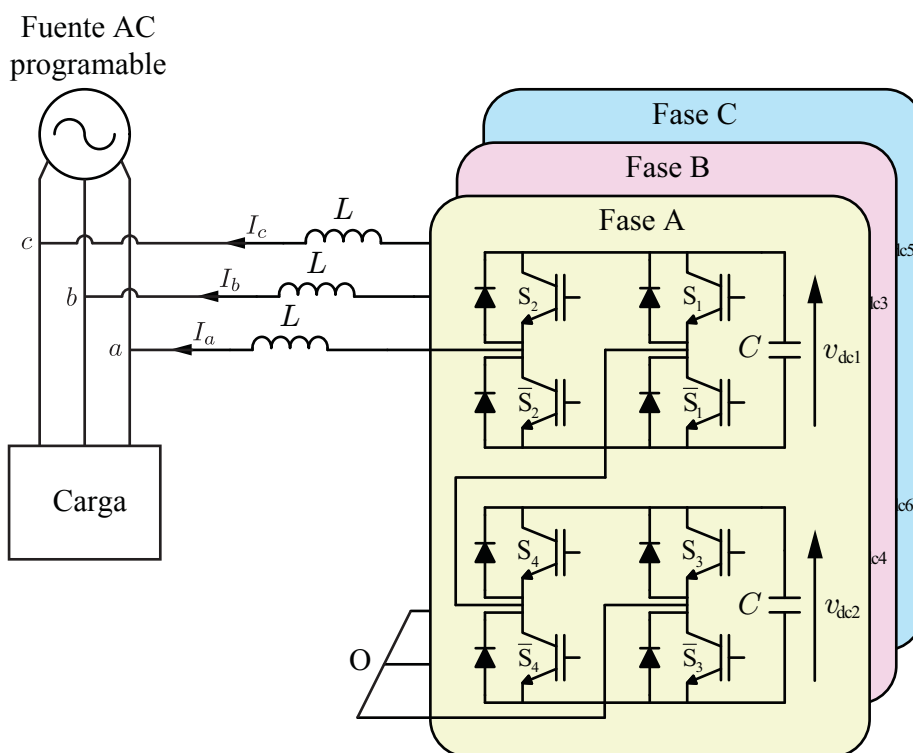
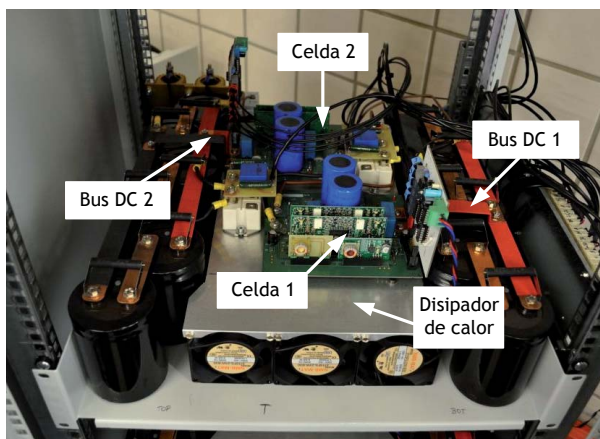


Figura 7.18: Esquema del convertidor trifásico cascada usado para los resultados experimentales del filtro de sincronización

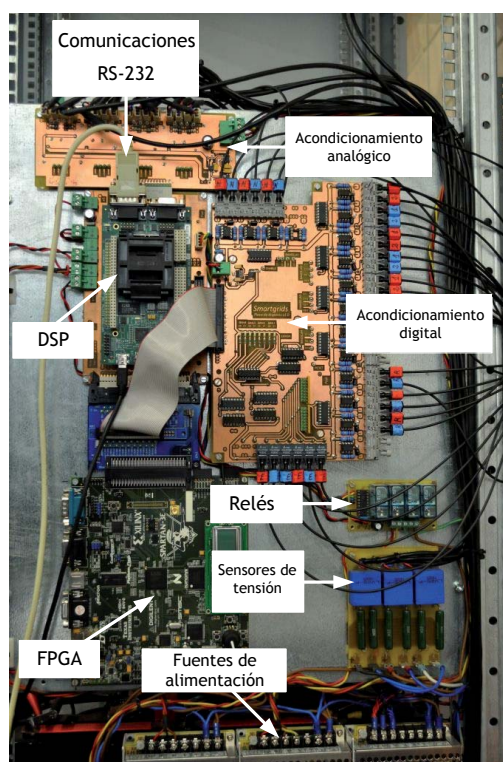
Parámetro	Valor
Inductancia de conexión a red	$L = 1 \text{ mH}$
Capacidad de los buses de continua	$C = 2200 \mu\text{F}$
Tensión de red (previo a la falta)	$V = 100 \text{ V}$
Sistema de control	DSP TMS320F28335
Frecuencia de muestreo	$f_s = 10 \text{ kHz}$

Tabla 7.2: Parámetros y variables del convertidor

En la figura 7.19 puede observarse una imagen del prototipo de convertidor cascada usado. Se usa una tarjeta basada en el DSP TMS320F28335 de Texas Instruments, en la que el algoritmo de sincronización propuesto ha sido codificado usando la transformación discreta bilineal de Tustin con la modificación de frecuencia “pre-warping”, la cual se adapta mejor a las distintas frecuencias de los armónicos (sobretudo en los armónicos altos, dado que según va aumentando el número de armónico nos acercamos más a la frecuencia de Nyquist). Hay que aclarar que durante los experimentos ni se conectó ninguna carga ni el convertidor de potencia estaba conmutando, sólo se ha registrado y depurado el funcionamiento del algoritmo de sincronización muestreando las tensiones generadas por la fuente de tensión programable.



(a)



(b)

Figura 7.19: Fotografías del convertidor trifásico cascada usado para los resultados experimentales del filtro de sincronización. (a) Convertidor de Potencia Cascada. (b) Tarjetas de Control, Adquisición y Disparo.

El algoritmo de sincronización se ha sometido al mismo transitorio descrito en el apartado anterior 7.5.2: se ha considerado un vector de tensión previo a la falta de $100\angle 0^\circ$ con 50 Hz, y se pasa a un vector de tensión compuesto por varios armónicos con diferentes secuencias las cuales están recogidas en la tabla 7.1. Además, se ha incluido también un salto súbito en la frecuencia pasando de 50 Hz a 45 Hz. La tensión resultante de entrada al algoritmo puede verse en la

figura 7.20.

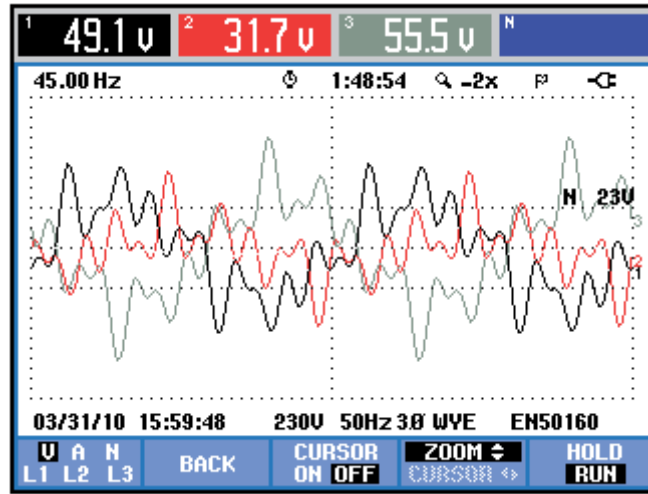


Figura 7.20: Tensiones desbalanceadas y distorsionadas usadas para probar el sistema de sincronización

Igualmente, se han usado cinco filtros FVA, uno para cada armónico y secuencia. Esto incluye el 1^{er} armónico positivo, 1^{er} armónico negativo, 5^o armónico negativo, 7^o armónico positivo y 11^o armónico negativo. La frecuencia de muestreo se ajustó a 10 kHz, y las ganancias de los filtros FVA se han ajustado a $k_{f,1}^p = 0,3$, $k_{f,1}^n = 0,15$ y $k_{f,5}^n = k_{f,7}^p = k_{f,11}^n = 0,1$. Finalmente, el ajuste del tiempo del bucle de adaptación de frecuencia fue de $T_\omega = 0.1$ s.

En las figuras 7.21 y 7.22 se muestran las variables internas obtenidas por el DSP y que se muestran para comprobar el comportamiento del algoritmo (ya que tal y como se ha dicho anteriormente, el equipo sólo muestrea y ejecuta el algoritmo con lo que no hay señales externas que se puedan medir). La respuesta del algoritmo de sincronización frente al transitorio es como se esperaba de los resultados de simulación.

La figura 7.21 confirma que el bucle de adaptación de frecuencia funciona correctamente, cumpliéndose aproximadamente el tiempo de establecimiento esperado de 100 ms.

Con respecto a la reconstrucción de los diferentes armónicos y componentes de secuencias, se puede observar en la figura 7.22 que el algoritmo presenta un buen funcionamiento. La figura 7.22a muestra las tensiones de entrada muestreadas por el DSP. Se observa que la falta se produce aproximadamente a los 16

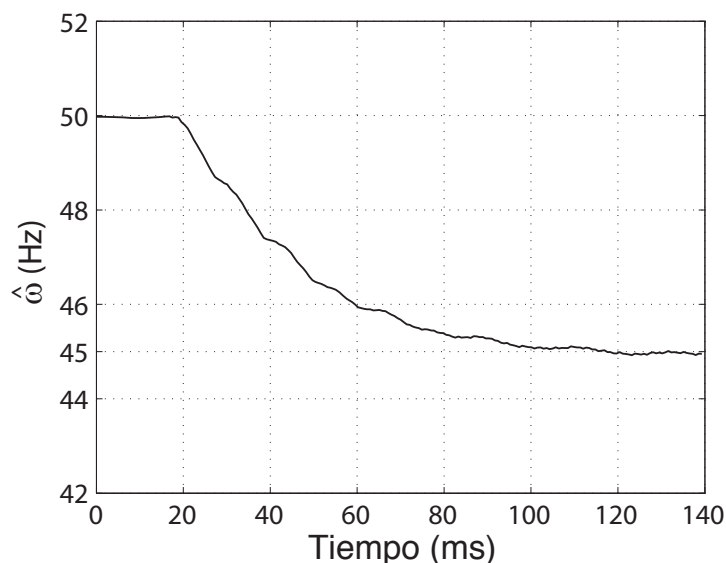


Figura 7.21: Transitorio de la frecuencia estimada experimental

ms. La detección de las secuencias positiva y negativa del armónico fundamental se muestran en las figuras 7.22b y 7.22c, respectivamente. Se observa que la reconstrucción de estas señales es casi perfecta. La tabla 7.3 muestra los valores de simulación y experimental del tiempo de establecimiento y el THD de ambas formas de onda. Se observa que en la práctica los resultados reales concuerdan con los estudiados anteriormente en las simulaciones. La pequeña diferencia es debida al bucle de adaptación de frecuencia, ya que el filtro FVA se ha diseñado considerando una frecuencia constante o lentamente variable. Para comprobar la robustez del algoritmo se ha impuesto un salto de frecuencia, aunque esto en la realidad no es muy usual.

Finalmente, las figuras 7.22d, 7.22e y 7.22f muestran el comportamiento del sistema de reconstrucción de los armónicos 5° negativo, 7° positivo y 11° negativo. Se observa que el sistema propuesto es capaz de detectar adecuadamente cada una de dichas componentes.

Armónico	Tiempo de respuesta		THD
	Simulación	Experimental	
1° secuencia positiva	54,1 ms	66,3 ms	0,57 %
1° secuencia negativa	108,1 ms	110,2 ms	0,61 %

Tabla 7.3: Tiempo de respuesta y THD

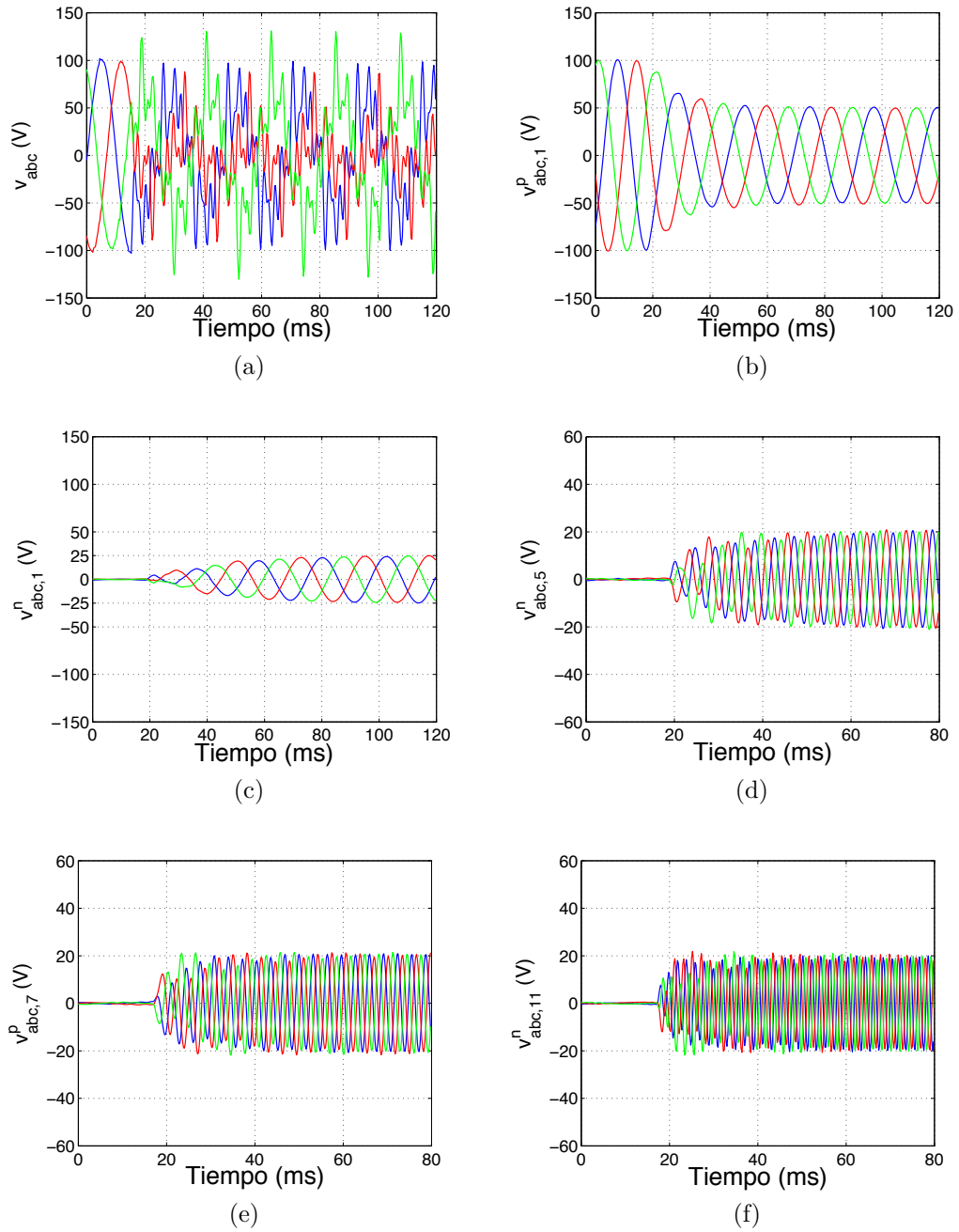


Figura 7.22: Respuesta del sistema experimental: (a) Tensiones de entrada, (b) Tensiones de salida 1^{er} armónico secuencia positiva, (c) Tensiones de salida 1^{er} armónico secuencia negativa, (d) Tensiones de salida 5^o armónico secuencia negativa, (e) Tensiones de salida 7^o armónico secuencia positiva, (f) Tensiones de salida 11^o armónico secuencia negativa

7.7. Referencias

- [1] Guan-Chyun Hsieh and J. C. Hung. Phase-locked loop techniques. a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 43(6):609–615, Dec 1996.
- [2] V. Kaura and V. Blasko. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(1):58–63, Jan 1997.
- [3] S. Shinnaka. A robust single-phase pll system with stable and fast tracking. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44(2):624–633, March 2008.
- [4] Se-Kyo Chung. A phase tracking system for three phase utility interface inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(3):431–438, May 2000.
- [5] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(5):1398–1409, Oct 2006.
- [6] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, and D. Boroyevich. Decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(2):584–592, March 2007.
- [7] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, and D. Boroyevich. Correction to "decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control"[mar 07 584-592]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(3):1078–1078, May 2007.
- [8] M. Karimi-Ghartemani, H. Karimi, and A. R. Bakhshai. A filtering technique for three-phase power systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 58(2):389–396, Feb 2009.
- [9] P. Rodriguez, A. Luna, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg. Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions. In *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, pages 5173–5178, Nov 2006.
- [10] P. Rodriguez, A. Luna, I. Candela, R. Mújal, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg. Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power

- converters under distorted grid conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(1):127–138, Jan 2011.
- [11] M. Mojiri, M. Karimi-Ghartemani, and A. Bakhshai. Time-domain signal analysis using adaptive notch filter. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 55(1):85–93, Jan 2007.
 - [12] D. Yazdani, A. Bakhshai, G. Joos, and M. Mojiri. A real-time extraction of harmonic and reactive current in a nonlinear load for grid-connected converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(6):2185–2189, June 2009.
 - [13] D. Yazdani, M. Mojiri, A. Bakhshai, and G. Joos. A fast and accurate synchronization technique for extraction of symmetrical components. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(3):674–684, March 2009.
 - [14] F. A. S. Neves, M. C. Cavalcanti, H. E. P. de Souza, F. Bradaschia, E. J. Bueno, and M. Rizo. A generalized delayed signal cancellation method for detecting fundamental-frequency positive-sequence three-phase signals. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 25(3):1816–1825, July 2010.
 - [15] F. Wang, M. C. Benhabib, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix. High performance stationary frame filters for symmetrical sequences or harmonics separation under a variety of grid conditions. In *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pages 1570–1576, Feb 2009.
 - [16] X. Q. Guo. Frequency-adaptive voltage sequence estimation for grid synchronisation. *Electronics Letters*, 46(14):980–982, July 2010.
 - [17] X. Guo, W. Wu, and Z. Chen. Multiple-complex coefficient-filter-based phase-locked loop and synchronization technique for three-phase grid-interfaced converters in distributed utility networks. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(4):1194–1204, April 2011.
 - [18] M. A. Perales, J. L. Mora, J. M. Carrasco, and L. G. Franquelo. A novel control method for active filters, based on filtered current. In *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*, volume 3, pages 1408–1413 vol. 3, June 2001.

Capítulo 8

Conclusiones

Durante el desarrollo de esta tesis, cabe mencionar como resultados obtenidos, el diseño de tres tipos de controladores DPC y de un sistema de sincronización de red.

1. En el capítulo 3 se demuestra cómo se ha diseñado y ajustado el control DPC basado en PI, y se constata el hecho de que se necesita el pleno y exacto conocimiento de los valores de los parámetros del sistema, tales como las inductancias y resistencias del equipo. En los resultados experimentales se demuestra que, si bien el controlador funciona, las potencias nos se ajustan perfectamente a sus referencias, y los tiempos de establecimiento no se ajustan a lo programado.
2. Una vez demostradas las carencias del controlador DPC PI, se busca en el apartado 4 un controlador DPC con técnica adaptativa que produzca unos buenos resultados ante el desconocimiento o el cambio de los parámetros del sistema. Así, se ha desarrollado un controlador que estima los valores de las inductancias y resistencias, necesarias para el buen funcionamiento del equipo. En dicho apartado, aparecieron nuevas complicaciones a la hora del ajuste, ya que éste depende de los valores antes y después de un cambio de las referencias de potencia. Los resultados experimentales corroboran el funcionamiento adecuado del controlador, tanto en el seguimiento de las referencias como en el ajuste de los tiempos programados.
3. Cuando la red está desbalanceada o tiene contenido armónico, el controlador anterior no se comporta como debería, ya que todo el desarrollo de las ecuaciones se basa precisamente en que las tensiones son equilibradas y

sin armónicos. En el capítulo 5 se realiza un controlador que no se sustenta en esas hipótesis y por tanto es válido ante tensiones desbalanceadas y distorsionadas. Los resultados experimentales demuestran que es una técnica perfectamente válida.

4. Por último, en el capítulo 7 se presenta un sistema de sincronización que si bien se ha usado para la estimación de frecuencia de la red en los controladores DPC, es también de aplicación con otros sistemas de control. Los resultados experimentales concuerdan con los resultados obtenidos en simulación, dando validez a todo el diseño y ajuste aquí realizado.

Todos estos resultados han dado lugar a la realización de publicaciones de los controladores DPC Adaptativo, del DPC Repetitivo, y del sistema de sincronización de red.

1. El control DPC Adaptativo se publicó en la revista IEEE Transactions on Industrial Electronics [1] en el año 2008. En esta publicación se hizo una comparativa entre los controladores Adaptativo y no adaptativo (basado en PI).
2. El control DPC Repetitivo fue publicado también en la revista IEEE Transactions on Industrial Electronics [2] en el año 2009. En esta publicación sólo se mostraron resultados de simulación.
3. El sistema de sincronización de red también fue publicado en la revista IEEE Transactions on Industrial Electronics [3] en el año 2014.

Como conclusión general de los controladores DPC presentados, el Adaptativo y el Repetitivo ponen de manifiesto que los controladores DPC necesitan de la estimación de los parámetros del equipo (inductancias y resistencias) para que desempeñen bien sus funciones (seguimiento de las referencias de potencia). Los algoritmos de control son relativamente sencillos de implementar en microcontroladores y DSP de bajo coste. Sin embargo, el ajuste no resulta nada sencillo a priori.

Finalmente el sistema de sincronización desarrollado da muy buenos resultados ante tensiones desbalanceadas y muy distorsionadas, proporcionando no sólo una buena estimación de las componentes de la tensión sino también de la frecuencia de la red.

Como novedades presentadas en esta tesis, y que no han sido publicadas en los artículos de revista anteriormente mencionados, cabe destacar el ajuste de los estimadores del controlador DPC Adaptativo.

Para líneas o trabajos futuros que no ha abarcado esta tesis, se pueden indicar los siguientes aspectos:

1. Realizar el ajuste del controlador DCP Repetitivo. La idea y el desarrollo del ajuste del controlador DPC Adaptativo presentado en esta tesis, puede ser un buen punto de partida, ya que los estimadores adaptativos son sustituidos por estimadores repetitivos.
2. Realizar resultados experimentales con tensiones muy desbalanceadas y muy distorsionadas, usando por ejemplo una fuente tensión trifásica programable, ya que los resultados experimentales aquí proporcionados se realizaron con tensiones poco desbalanceadas y con una distorsión armónica sobre el 5 %-10 %.

8.1. Referencias

- [1] S. Vazquez, J. A. Sanchez, J. M. Carrasco, J. I. Leon, and E. Galvan. A model-based direct power control for three-phase power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(4):1647–1657, April 2008.
- [2] S. Vazquez, J. A. Sanchez, J. M. Carrasco, E. Galvan, J. I. Leon, E. Dominguez, and O. Martinez. Direct power control for three-phase power converters under distorted input voltages. In *2009 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pages 1–6, Feb 2009.
- [3] S. Vazquez, J. A. Sanchez, M. R. Reyes, J. I. Leon, and J. M. Carrasco. Adaptive vectorial filter for grid synchronization of power converters under unbalanced and/or distorted grid conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(3):1355–1367, March 2014.

